



Developpement d'un quadripôle à aimant permanent à usage des accélérateurs de particules

Patrick N'Gotta

► To cite this version:

Patrick N'Gotta. Developpement d'un quadripôle à aimant permanent à usage des accélérateurs de particules. Physique des accélérateurs [physics.acc-ph]. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAY038 . tel-01259040

HAL Id: tel-01259040

<https://theses.hal.science/tel-01259040>

Submitted on 19 Jan 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **PHYSIQUE**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Patrick Hermann N'GOTTA

Thèse dirigée par **Joel CHAVANNE** et
codirigée par **Gaël LE BEC**

préparée au sein du **L'Installation Européenne de
Rayonnement Synchrotron (E.S.R.F)**
dans l'**École Doctorale de Physique de Grenoble**

Développement d'un quadripôle à aimant permanent à usage des accélérateurs de particules

Thèse soutenue publiquement le **18 novembre 2015**,
devant le jury composé de :

Mr. Johann COLLOT

Professeur à l'UJF-CNRS/IN2P3 LPSC GRENOBLE (President)

Mr. Hamid BEN AHMED

Maître de conférences-HDR, ENS RENNES (Rapporteur)

Mme. Marie-Emmanuelle COUPRIE

Dir. du lab. Magnétisme au Synchrotron SOLEIL, Saclay (Rapporteur)

Mr. Joel CHAVANNE

Dir. du lab. Insertion Devices à l'ESRF (Directeur de thèse)

Mr. Davide TOMMASINI

Dir. du groupe Normal Conducting Magnets au CERN, Genève (Membre)

Mr. Olivier MARCOUILLE

Ingénieur magnéticien au Synchrotron SOLEIL, Saclay (Membre)



Remerciements

Je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse Mr Joël Chavanne pour m'avoir accueilli dans le laboratoire « Insertion Devices » de l'ESRF. Il m'a communiqué sa passion du magnétisme et m'a soutenu avec ses idées tout au long de cette thèse. Apprendre avec toi a été agréable et enrichissant. Je retiendrai de ton enseignement que « les choses simples sont les plus efficaces ».

Je remercie sincèrement mon encadrant de thèse, Mr Gaël Le Bec. Tu as cru en mes capacités à mener à bien cette thèse. Je te suis reconnaissant de m'avoir permis de découvrir le monde des accélérateurs. Je te remercie également pour ton soutien à travers tes suggestions pertinentes. Tu m'as transmis ta rigueur dans le travail. Trouve en ce modeste travail ma reconnaissance.

La réalisation de ce travail a été très agréable grâce à mes collègues du laboratoire. Je tiens à les remercier chaleureusement pour leur aide et leur bonne humeur :

- Grégory Giroud : merci pour ton aide précieuse lors de l'assemblage du quadripôle ainsi que lors de mes réalisations technologiques.
- Bertrand Cottin : merci à toi de m'avoir aidé lors de mon installation à Grenoble et lors de la réalisation du quadripôle.

Mes remerciements vont également à tous les membres de l'équipe Philippe Arnoux, Franck Bidault, Eric Fené, Jeremy Motuelle, Christophe Penel, Franck Revol et Benabderrahmane Chamseddine : merci à vous pour votre contribution, à votre manière, à ce travail et pour l'ambiance cordiale dans le laboratoire. Je remercie également toutes les personnes que j'ai côtoyées pendant ces trois ans à l'ESRF.

Je tiens à remercier les membres du jury de l'intérêt qu'ils ont porté à cette thèse. Je suis reconnaissant envers Mr Hamid Ben Hamed et Mr Bernard Multon, professeurs à l'ENS CACHAN-Bretagne, pour les connaissances qu'ils m'ont transmises et pour m'avoir permis d'atteindre un certain niveau de compréhension du domaine du génie électrique.

Je suis reconnaissant envers mes parents, pour leurs conseils et leur aide m'ayant permis de réaliser ce parcours. Je remercie mon père pour les corrections qu'il a apporté dans ce présent rapport de thèse. Célia, ta présence et ton soutien ont été utiles tous les jours. Je t'en remercie.

TABLE DES MATIERES

1	Introduction générale	10
1.1	Evolution des synchrotrons.....	10
1.1.1	Principe de fonctionnement	10
1.1.2	Evolution de la machine à l'ESRF	15
1.2	Matériaux ferromagnétiques.....	17
1.2.1	Equations de Maxwell	17
1.2.2	Matériaux magnétiques.....	18
2	Technologies et performances des aimants d'accélérateurs	23
2.1	Aimants d'accélérateurs	23
2.1.1	Champ multipolaire	23
2.1.2	Génération de multipôles	24
2.1.3	Etat de l'art des aimants d'accélérateur	25
2.2	Critères de performances	27
2.3	Etude des aimants d'accélérateurs.....	30
2.3.1	Etude des aimants de type résistifs dominés par le fer	30
2.3.2	Etude de la structure de Halbach.....	35
2.3.3	Etude des aimants de technologies hybrides	39
2.4	Comparaison des performances des structures	42
2.4.1	Force du champ et compacité.....	43
2.4.2	Qualité de champ.....	49
3	Dimensionnement du quadripôle hybride	56
3.1	Cahier des charges	56
3.2	Définition de la structure hybride.....	57
3.3	Dimensionnement géométrique.....	59
3.3.1	Etude analytique	59
3.3.2	Optimisation du profil des pôles.....	65
3.4	Réglage du gradient	72
3.5	Calcul des forces magnétiques.....	72

4	Construction du prototype.....	77
4.1	Conception mécanique du prototype	77
4.2	Caractérisation des aimants permanents	83
4.2.1	Méthode de mesure	84
4.2.2	Résultats des mesures	90
4.2.3	Arrangement des AP dans le prototype.....	92
4.3	Assemblage du prototype	93
5	Mesures et corrections magnétiques.....	99
5.1	Outils et méthode pour la mesure magnétique	99
5.2	Caractérisation magnétique du prototype	104
5.3	Correction de la qualité du champ.....	108
6	Conclusion et perspectives.....	114
Annexe 1.....		119
Annexe 2.....		123
Annexe 3.....		124
Annexe 4.....		125

INTRODUCTION

Un synchrotron est un accélérateur de particules de géométrie circulaire. Il est utilisé à l'origine pour la physique des hautes énergies. Des particules chargées y sont accélérées jusqu'à atteindre une vitesse proche de celle de la lumière (particules relativistes). Elles acquièrent alors une énergie de plusieurs GeV ([1], [2], [3]). Dans les années 1960, la mise en collision de ces particules (dans les collisionneurs) permettait une étude fondamentale de l'atome. Le maintien des particules sur une trajectoire circulaire nécessite l'utilisation d'aimants de courbures (dipôles magnétiques) permettant de dévier le faisceau de particules. La variation du vecteur de vitesse de ces particules (accélération centripète) entraîne un rayonnement électromagnétique émis par ces particules ; il témoigne et caractérise leurs pertes d'énergie. Ce rayonnement, dit synchrotron, était considéré comme un rayonnement parasite à cause de la perte d'énergie des particules dont il est le témoin. Mais, il s'avèrera très utile pour sonder la matière grâce à ses propriétés remarquables suivantes :

- Gamme d'énergie des photons étendue (de la lumière visible aux rayons X durs)
- Intensité exceptionnelle (Brillance du flux de photons)
- Possibilité de polariser le rayonnement
- Rayonnement pulsé.

Dès lors, des installations dédiées à la production de rayonnement synchrotron ont été construits au début des années 1970. Ces machines dites de seconde génération utilisent les aimants de courbure pour la production du rayonnement. Au cours des années 1990, des synchrotrons de troisième génération ont été développés (ESRF [A], SPring-8 [B], APS [C], etc.). Dans ces nouvelles machines, des structures magnétiques possédant un champ périodique (onduleurs) sont utilisées pour la production d'un rayonnement plus intense ([4], [5]). L'énergie des photons couvre une plage qui dépend de la période et de l'amplitude du champ magnétique de l'onduleur.

Les évolutions des différentes générations de synchrotrons dédiés ont permis un gain considérable sur la brillance du rayonnement des photons. La brillance est le nombre de photons par unité de temps, de bande passante, de taille et de divergence. Cette caractéristique est importante car elle conditionne, en grande partie, la qualité des expériences menées par les utilisateurs de la source de photons.

Cependant, l'émittance qui est le produit de la taille et de la divergence de la source de photons est un paramètre à améliorer sur les machines actuelles de troisième génération. En effet, une faible émittance permet aux utilisateurs d'obtenir une bonne résolution spatiale lors des expériences. En outre, la cohérence transverse du flux de photons émis est dépendante de ce paramètre. La réduction de l'émittance est obtenue en réduisant la taille du faisceau d'électrons. Pour les machines actuelles, les développements sont axés sur la réduction de l'émittance dans le plan horizontal (l'émittance dans le plan vertical est satisfaisante).

C'est dans ce contexte que l'Installation Européenne de Rayonnement Synchrotron (E.S.R.F), basée à Grenoble (France), lance un ambitieux programme d'amélioration de la machine. Il vise à réduire

l'émittance horizontale d'un facteur 30, soit de la valeur actuelle de $4 \text{ nm} \cdot \text{rad}$ à une valeur de $0.16 \text{ nm} \cdot \text{rad}$. Pour cela, la configuration magnétique de la maille du futur accélérateur doit être modifiée. La maille d'un accélérateur est l'ensemble des structures multipolaires (aimants) disposées le long de la trajectoire du faisceau d'électrons. La nouvelle maille dispose d'un nombre plus élevé de dipôles générant un champ plus faible que celui des précédentes générations. La focalisation du faisceau d'électrons est réalisée par des quadripôles à fort gradient afin d'obtenir une taille du faisceau le plus faible possible. La correction des aberrations chromatiques est assurée par des sextupôles à forte intensité de composante multipolaire (ICM).

Le constat est que l'évolution des sources de rayonnement synchrotrons requiert l'utilisation de multipôles magnétiques de plus forte intensité. Pour obtenir ces ICM élevées, l'ouverture des aimants doit être réduite de manière significative. Cette évolution des aimants vers des ouvertures plus faibles soulève l'intérêt des structures multipolaires de technologie à aimant permanent (AP) dans la mesure où la variation du champ est limitée ($\pm 5\%$) [6]. En effet l'introduction de structures à AP permettrait d'obtenir des aimants plus performants et plus compacts. Cette technologie présente de plus l'avantage de fonctionner sans source d'énergie électrique, contrairement à la technologie résistive (électro-aimant) conventionnelle.

La technologie à AP a été massivement utilisée pour la construction des éléments d'insertion (onduleurs) des synchrotrons de troisième génération. Cependant son utilisation pour la réalisation de structures multipolaire est très limitée jusqu'à nos jours. Probablement, à cause de l'apparition tardive d'AP de haute performances ainsi qu'en raison d'une difficulté accrue liée à la conception de ces structures. La complexité de réalisation de ces structures résulte de leur plus grande sensibilité aux erreurs mécaniques lors de l'assemblage en raison d'un plus grand nombre de pièces à assembler.

Les dipôles et les quadripôles sont les structures susceptibles d'évoluer vers la technologie à AP car une faible variation de champ est envisagée pour ces structures dans la future maille de l'ESRF. C'est pourquoi auparavant, la décision a été prise d'utiliser des dipôles à AP développés au laboratoire Insertion Devices de l'ESRF. Mais, l'évolution des quadripôles vers une structure à AP nécessite plus de recherche et développements car elle est plus complexe à réaliser. Ce travail a fait l'objet de la thèse dont le présent rapport restitue les principaux développements et résultats.

Le premier chapitre consiste en une présentation rapide du fonctionnement des sources de rayonnement synchrotron, ainsi que des matériaux ferromagnétiques.

Le deuxième chapitre commence par une revue des différentes technologies d'aimants d'accélérateurs ainsi que l'état de l'art des réalisations actuelles. Les critères de performances des aimants sont définis. Les performances des différentes technologies d'aimants sont comparées afin de montrer l'intérêt du choix de la technologie à AP.

Le troisième chapitre décrit le dimensionnement d'un quadripôle hybride dont les caractéristiques correspondent aux spécifications des quadripôles à fort gradient (85 T/m) de la future machine. Cette structure est composée de plusieurs blocs d'AP et de pièces ferromagnétiques. La construction d'un prototype de ce quadripôle est présentée en détails dans le chapitre quatre. Les résultats de la caractérisation magnétique du prototype sont présentés dans le chapitre 5.

Enfin, l'accord des résultats avec les prévisions du modèle est discuté pour permettre de formuler une synthèse des résultats importants du travail. La conclusion traite de la possibilité d'utilisation de cette

structure dans les futurs accélérateurs. Elle clôture le rapport en suggérant des pistes d'amélioration de la structure et en proposant de nouvelles perspectives de développement.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GENERALE

1 Introduction générale

1.1 Evolution des synchrotrons

1.1.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un accélérateur de particules est gouverné par la Force de Lorentz. Celle-ci est à la base de l'accélération et du guidage du faisceau de particules. Une particule possédant une charge q et animée par une vitesse \mathbf{V} dans un champ électromagnétique, est soumise à la force de Lorentz qui s'exprime par :

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{V} \times \mathbf{B}), \quad (1)$$

où \mathbf{E} et \mathbf{B} sont respectivement le champ électrique et le champ magnétique. Le gain d'énergie cinétique d'une particule le long de sa trajectoire est :

$$\Delta W_c = \int \mathbf{F} \cdot d\mathbf{s}, \quad (2)$$

Avec $d\mathbf{s} = \mathbf{V}dt$. L'équation (2) devient :

$$\Delta W_c = q \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} + q \int (\mathbf{V} \times \mathbf{B}) \mathbf{V} \cdot dt, \quad (3)$$

où la deuxième intégrale est nulle. On obtient finalement :

$$\Delta W_c = q \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s}. \quad (4)$$

Ainsi, la composante électrique de la force de Lorentz est une force accélératrice fournissant de l'énergie au faisceau de particules chargées [7]. En pratique, ce champ électrique est généré par des cavités radiofréquence reliées à des amplificateurs de fortes puissances (klystrons). A l'ESRF, les électrons atteignent une énergie de 6 GeV.

La composante magnétique de la force de Lorentz (force de Laplace) n'apporte pas d'énergie cinétique aux particules mais modifie les composantes de leur vecteur vitesse (la norme de ce vecteur est constante). Cette force magnétique est utilisée pour maintenir le faisceau d'électrons sur une orbite fermée dans les accélérateurs circulaires.

L'expression (5) donne le champ magnétique B nécessaire pour maintenir le faisceau d'électrons relativiste sur une orbite circulaire de rayon ρ , appelé rayon de Larmor.

$$\rho = \frac{\beta \gamma m_0 c}{qB}, \quad (5)$$

où m_0 est la masse de l'électron, c est la vitesse de la lumière et γ est le facteur relativiste de Lorentz défini comme $\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$, $\beta = \frac{v}{c}$ et v est la vitesse des électrons ($v \approx c$ pour des électrons relativistes).

En pratique, la limitation du champ magnétique impose aux accélérateurs d'avoir un grand rayon lorsque l'énergie des particules est élevée.

La figure ci-dessous présente le principe d'un accélérateur circulaire pour la production de rayonnement synchrotron.

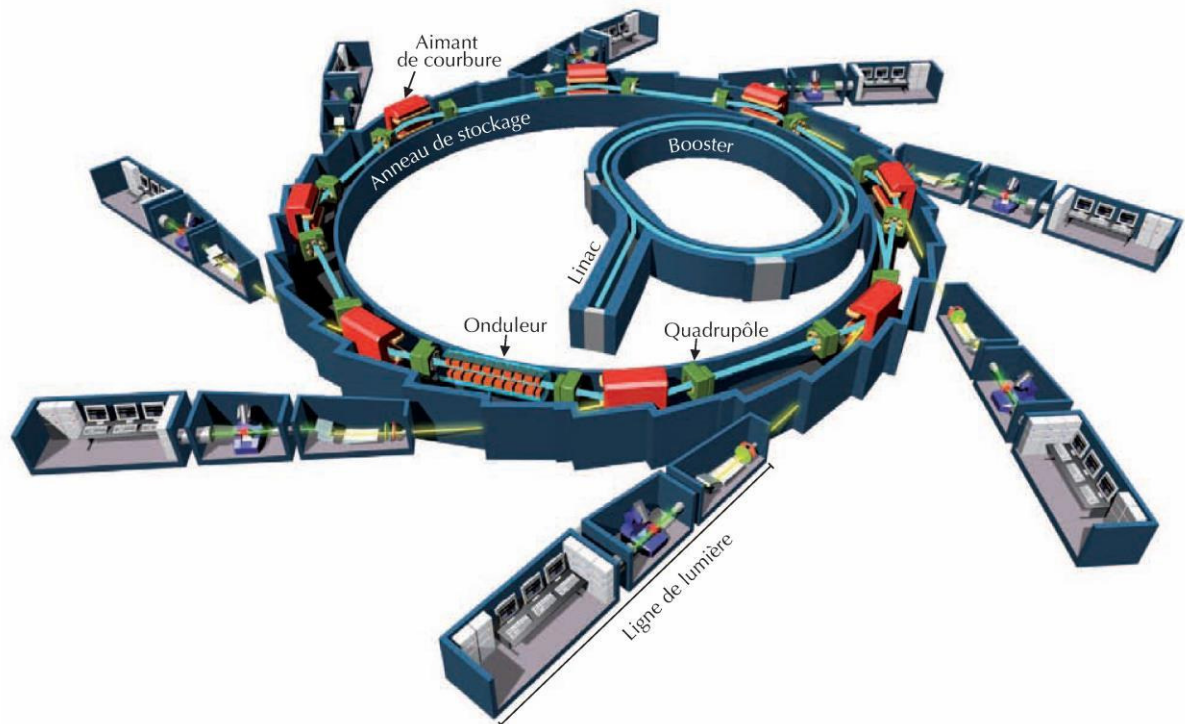


Figure 1 : Eléments constitutifs d'une installation synchrotron [8].

Le synchrotron est composé de trois éléments qui sont le LINAC, le booster et l'anneau de stockage. Un paquet d'électrons est émis dans une chambre à vide au départ d'un accélérateur linéaire (LINAC) permettant de propulser les électrons vers le booster. Ce dernier est un accélérateur circulaire chargé d'accélérer les électrons au moyen de cavités radiofréquences jusqu'à ce qu'ils atteignent leur énergie nominale. Lors de cette phase, le champ magnétique des aimants de courbures (dipôles) disposés dans le booster, doit varier de manière synchronisée avec l'énergie des électrons.

Le faisceau d'électrons est ensuite injecté dans l'anneau de stockage où ils émettent un rayonnement synchrotron lors de leur passage dans les dipôles et dans les ondulateurs. L'anneau de stockage contient des quadripôles qui sont des aimants chargés de focaliser le faisceau d'électrons et des cavités radiofréquences pour compenser la perte d'énergie des électrons. Plusieurs lignes de lumière sont disposées autour de l'anneau de stockage pour recueillir le rayonnement et le mettre en forme pour son utilisation dans les cabines d'expérimentation.

La puissance rayonnée par les électrons relativistes déviés dans les dipôles est donnée par la relation de Liénard [9].

$$P_r = \frac{q^2 c}{6\pi\epsilon_0} \frac{E^4}{(m_0 c^2)^4} \frac{1}{\rho^2} \quad (6)$$

où ϵ_0 est la permittivité du vide et E est l'énergie des électrons. Remarquons que $m_0 c^2$ est l'énergie de l'électron au repos qui vaut 0.511 MeV, sachant que $m_0 = 9.109 \times 10^{-31}$ kg.

La relation (6) montre que la puissance rayonnée est inversement proportionnelle à la masse de la particule chargée à la puissance quatre. C'est pour cette raison que les sources de rayonnement synchrotron utilisent des électrons car leur masse est 2000 fois plus faible que celui des protons utilisés dans les collisionneurs.

En supposant que les électrons rayonnent continument le long de la courbure de l'accélérateur, l'énergie rayonnée par un électron lors d'une révolution est donnée par l'expression ci-dessous :

$$\Delta E = \oint P_r dt = P_r \frac{2\pi\rho}{c} \quad (7)$$

En remplaçant l'expression (6) dans l'expression(7), on obtient :

$$\Delta E = \frac{q^2}{3\epsilon_0} \frac{E^4}{(m_0 c^2)^4} \frac{1}{\rho} \quad (8)$$

La relation (8) montre que l'énergie rayonnée par la particule est d'autant plus grande que son énergie est élevée. Ainsi, pour des particules non relativistes, l'énergie rayonnée est quasiment négligeable.

On montre que le rayonnement synchrotron est émis par les particules relativistes dans un cône dont l'ouverture angulaire est donnée par la relation ci-dessous [9] :

$$\theta \approx \frac{1}{\gamma} = \frac{m_0 c^2}{E} \quad (9)$$

L'angle d'ouverture du cône de rayonnement est d'autant plus faible que l'énergie de la particule est élevée.

La Figure 2 illustre le rayonnement pulsé que perçoit un observateur fixe à chaque révolution d'un électron dans l'anneau [10]. Les impulsions de durée Δt sont périodiques avec une fréquence f_{rev} qui dépend du temps de révolution de l'électron.

Le spectre d'énergie des photons générée dans un dipôle est continu et la largeur de ce spectre dépend de la durée Δt des impulsions.

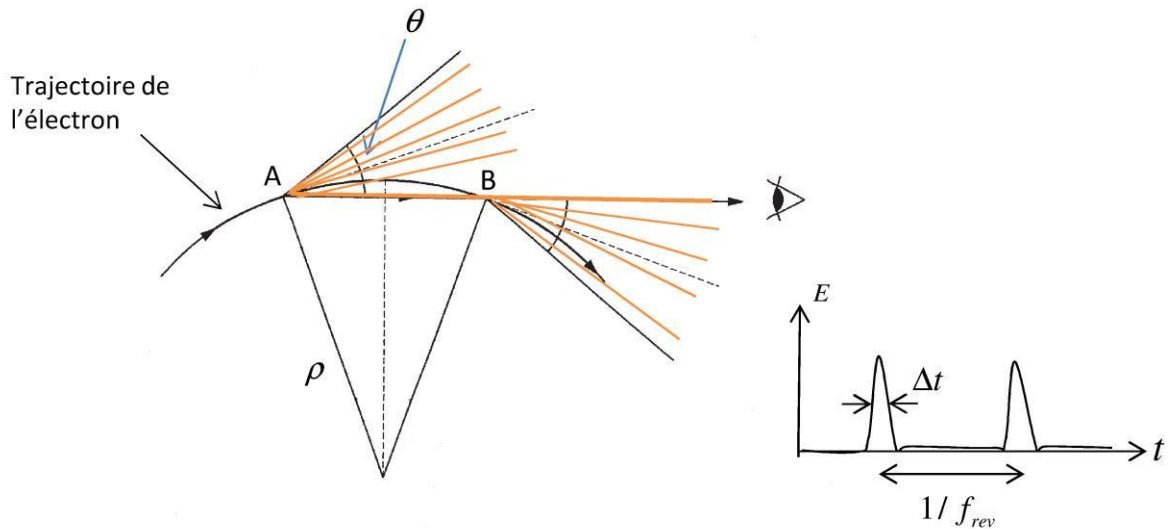


Figure 2 : Rayonnement pulsé perçu par un observateur. L'électron est dévié par des dipôles au point A et au point B.

Lorsqu'un électron passe dans un onduleur, le spectre d'énergie des photons rayonné est quasiment discret. Il est composé d'un fondamental et d'harmoniques comme le montre la Figure 3. Le rayonnement émis résulte d'une interférence constructive entre les émissions produites par un même électron aux différents points de l'onduleur.

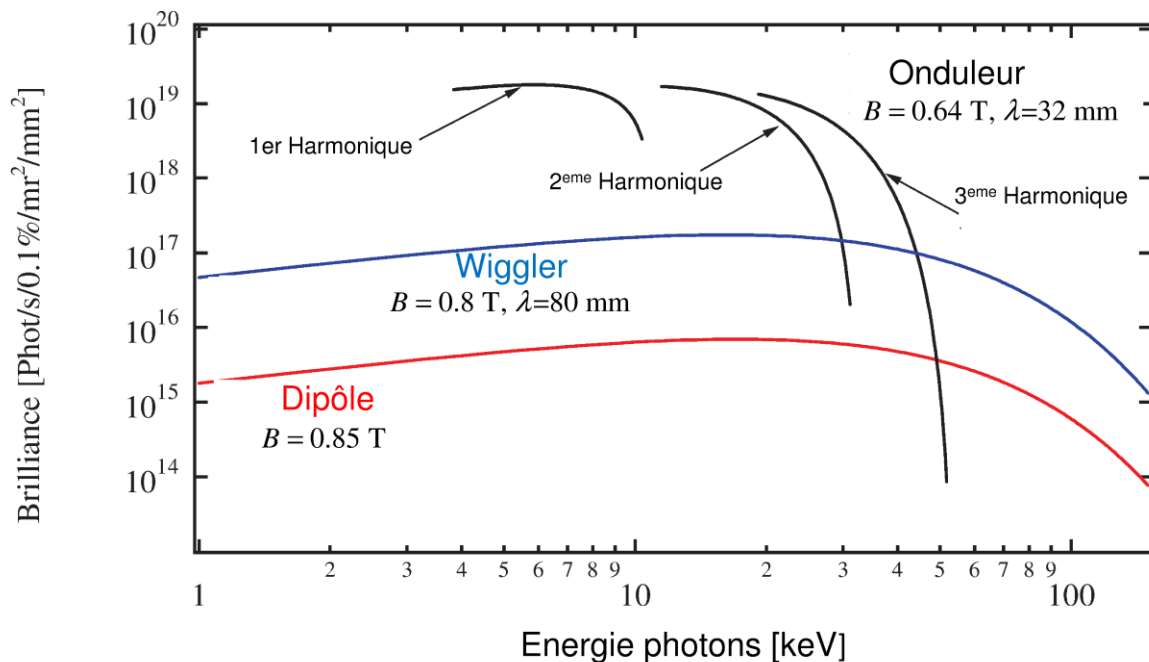


Figure 3 : Exemple de Spectre d'énergie de rayonnement dans un dipôle, dans un wiggler et dans un onduleur de L'ESRF. D'après [11]. L'induction et la période du wiggler et de l'onduleur sont renseignés sur la figure. Le courant du faisceau d'électrons est de 200 mA et leur énergie est de 6 GeV.

La Figure 3 montre que le spectre de rayonnement du wiggler (onduleur de grande période) est continu comme celui du dipôle. Son spectre est la superposition d'une multitude d'harmoniques.

Comme le montre la Figure 3, une très grande brillance du flux de photons est obtenue avec les synchrotrons.

Les sources de lumière synchrotron sont environ 10^{15} plus brillantes que les premières sources de rayons X, comme le montre la figure 4 ci-après.

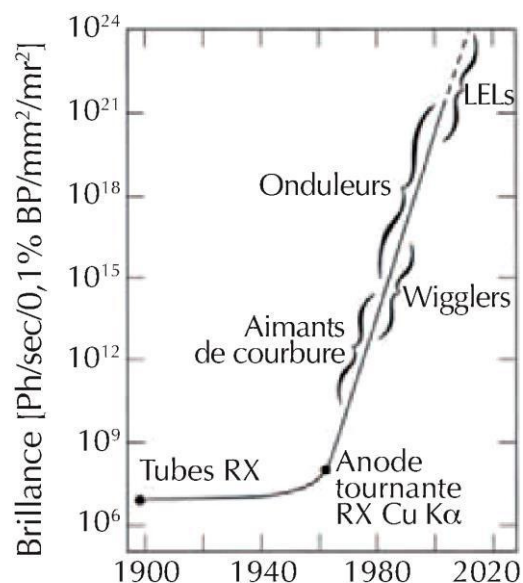


Figure 4 : Evolution de la brillance des sources de rayons-X. Les lasers à électrons libres (LEL) sont des accélérateurs linéaires produisant un faisceau très brillant et cohérent. Cependant le nombre d'utilisateur sur ces machines est limité en comparaison des synchrotrons.

La Figure 5 présente une configuration magnétique d'un onduleur et la structure mécanique d'un onduleur utilisé à l'ESRF [D], [E].

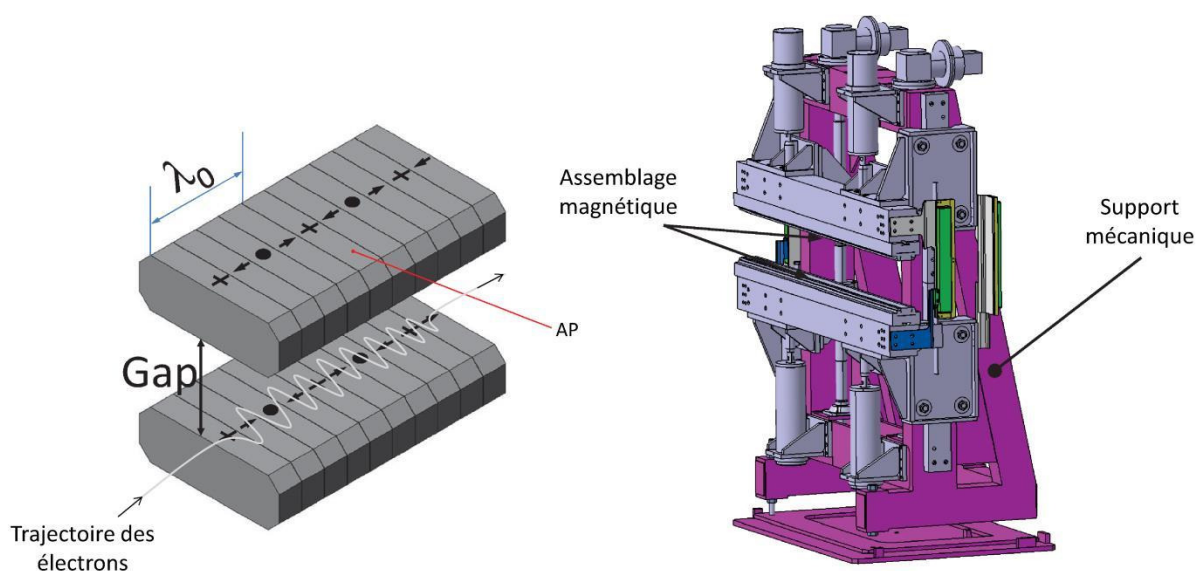


Figure 5 : Structure à AP d'un onduleur (gauche), et le support mécanique standard d'un onduleur de l'ESRF (droite). La force d'attraction entre les deux mâchoires peut atteindre 10^5 N .

La Figure 6 présente l'aspect et les caractéristiques du rayonnement produit par un onduleur. Ce rayonnement mesuré est le flux de photons que reçoit la cabine d'expérimentation située à une distance de 26 m de l'onduleur.

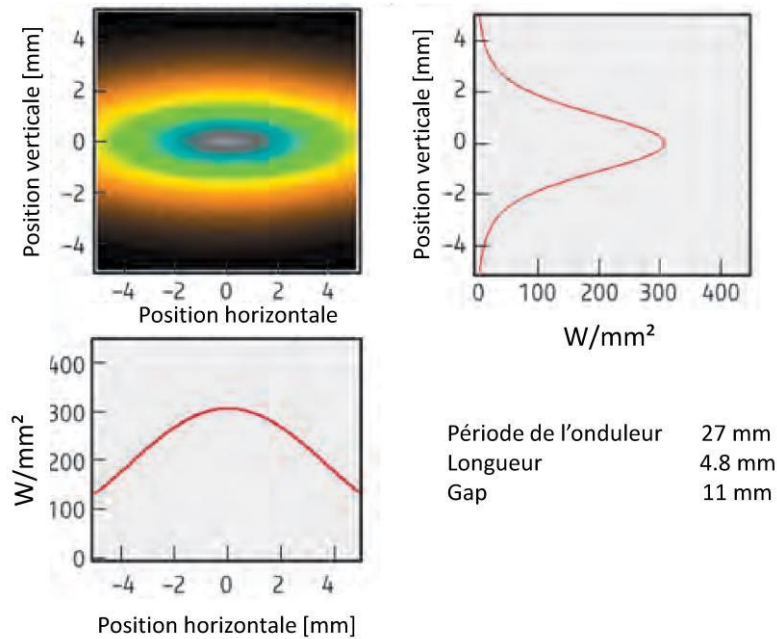


Figure 6 : Distribution de la densité de puissance du faisceau de photons issu d'un onduleur. Cette mesure est effectuée à 26m de l'onduleur.

Le faisceau de photons est distribué dans une enveloppe de forme elliptique. La distribution de la densité de puissance est plus intense au centre du faisceau avec un pic de 300 W/mm^2 . En comparaison, la densité de puissance du rayonnement du soleil reçu par la terre est d'environ 10^{-3} W/mm^2 .

1.1.2 Evolution de la machine à l'ESRF

La maille actuelle de l'ESRF est composée de 2 dipôles et de 8 quadripôles par cellule. L'anneau de stockage comprend 32 cellules d'aimants ainsi que des sections droites réservées aux onduleurs. L'évolution de la machine pour réduire l'émittance du faisceau d'électrons est basée sur une configuration de la maille utilisant un nombre de dipôles plus élevé. En effet comme le montre l'expression (10), la réduction de l'émittance horizontale nécessite d'augmenter le nombre de dipôles dans chaque cellule.

$$\varepsilon_x \approx \frac{E^2}{N^3}, \quad (10)$$

où N est le nombre de dipôles. La nouvelle maille présentée dans [12], utilise 7 dipôles de faible champ et 16 quadripôles à fort gradient pour mieux focaliser le faisceau d'électron. La dispersion d'énergie (vitesse) des électrons du faisceau entraîne que ceux-ci ne sont pas tous focalisés vers la même orbite de référence: C'est l'aberration chromatique. Plusieurs sextupôles sont utilisés pour corriger cet effet. La Figure 7 présente cette nouvelle configuration de la maille.

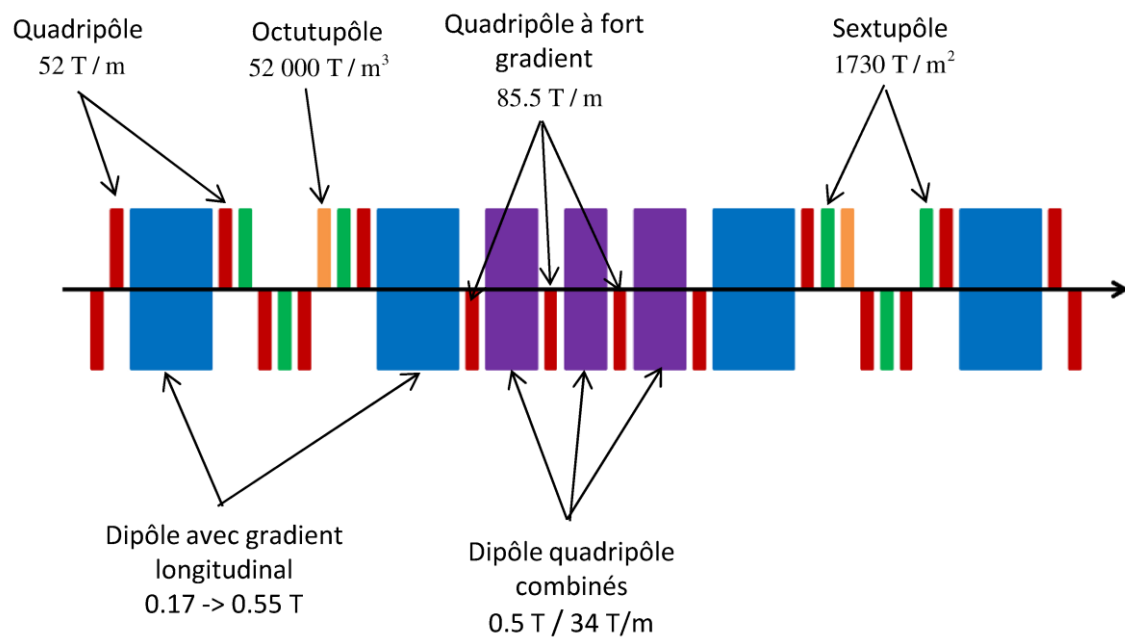


Figure 7 : Aimants d'une cellule de la nouvelle maille.

La longueur d'une cellule est de 26 m et chaque cellule contient 33 aimants. La future machine nécessite au total 1056 aimants. Les dipôles et quadrupôles occupent respectivement environ 65 % et 24% de la longueur d'une cellule. Cette nouvelle maille contenant plus d'aimants doit s'insérer dans l'anneau de stockage de la machine actuelle. Cela entraîne une limitation de l'espace longitudinal disponible. Cet espace qui était de 8 m entre chaque cellule est désormais réduit à 3 m, limitant ainsi les possibilités d'insertion d'éléments annexes (pompes pour le vide, capteurs pour le diagnostic de la machine).

Quelques paramètres de la machine actuelle et de la future machine [13] sont présentés dans le Tableau 1, montrant :

- Que plusieurs paramètres de la machines sont conservés : l'énergie des électrons, la circonférence de la machine ou l'énergie rayonnée dans les onduleurs.
- Que d'autres sont sensiblement modifiés :
 - Le faible champ des dipôles permet de réduire l'énergie rayonnée dans les dipôles.
 - La fréquence des cavités radiofréquence est également conservée mais la tension accélératrice dans ces cavités est réduite car le faisceau d'électrons perd moins d'énergie à chaque tour.
 - La consommation totale de la nouvelle machine est réduite d'environ 30 %, passant de 5.7 MW à 4.1 MW. En effet, la puissance consommée dans les aimants et dans les cavités RF est réduite. La future machine est plus efficace car elle nécessite moins d'énergie pour produire le même flux de photons.
 - La principale caractéristique de la future machine est la réduction significative de l'émittance horizontale d'un facteur 30.

Tableau 1 : Evolution des Paramètres de la machine

	Paramètres	Unités	Machine actuelle	Future machine
Maille	Energie électrons	GeV	6.04	6
	Circonférence	m	844.39	843.98
	Emittance horizontale	pm · rad	4000	147
	Emittance verticale	pm · rad	4	5
	Energie rayonnée par tour	MeV	4.9	2.6
	Energie rayonnée par les onduleurs	MeV	0.5	0.5
	Courant du faisceau	mA	200	200
RF	Tension cavité RF	MV	9	6
	Fréquence RF	MHz	352.2	352.371
Consommation électrique	Aimants	MW	1.86	1.25
	RF	MW	2.92	2.07
	Autres composants	MW	0.92	0.78
	Total	MW	5.7	4.1

1.2 Matériaux ferromagnétiques

1.2.1 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell décrivent les interactions entre les sources électriques et les champs électromagnétiques. Ces quatre équations sont :

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (11)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (12)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (13)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (14)$$

Dans ces équations, les termes sources sont la densité volumique de courant \mathbf{J} [A/m²] et la densité volumique de charge ρ [C/m³]. \mathbf{D} [C/m²] est l'induction électrique, \mathbf{E} [V/m] est le champ électrique, \mathbf{H} [A/m] est le champ magnétique et \mathbf{B} [T] est l'induction magnétique. Ces équations sont complétées par les relations constitutives du milieu considéré :

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad (15)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (16)$$

où μ_0 et ε_0 sont respectivement la perméabilité et la permittivité du vide. \mathbf{M} est l'aimantation et \mathbf{P} est la polarisation électrique dans le ce milieu.

Lorsque les termes sources sont constants au cours du temps (régime statique), les équations de Maxwell sont découplées. Les champs magnétiques et les champs électriques peuvent être déterminés indépendamment à partir des équations de la magnétostatique et de l'électrostatique.

Les champs magnétiques produits par les aimants d'accélérateurs relèvent du domaine de la magnétostatique dont les équations sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

Le deuxième terme de l'expression (17) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur \mathbf{A} tel que :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}. \quad (18)$$

De plus, la relation constitutive d'un milieu quelconque fournie par la relation (15) peut s'écrire :

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M} \quad (19)$$

En remplaçant les expressions (18) et (19) dans la première relation de (17), elle peut s'écrire :

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu_0 (\mathbf{J} + \nabla \times \mathbf{M}) \quad (20)$$

où $\mathbf{J}_m = \nabla \times \mathbf{M}$ équivaut à une densité volumique de courant dans la matière aimantée. L'expression (20) est la relation générale de la magnétostatique dans le cas où coexistent une densité de courant réelle et une aimantation dans le milieu.

Pour plus de détails sur le calcul de champ à partir de l'expression (20), le lecteur pourra consulter les références [14] et [15] au niveau desquelles de nombreux exemples sont traités.

1.2.2 Matériaux magnétiques

Les matériaux ferromagnétiques présentent une polarisation magnétique spontanée. Cette polarisation est la manifestation macroscopique de l'alignement des moments atomiques dans le matériau [16]. L'existence de ces moments magnétiques est due au spin des électrons dans l'atome. Lorsqu'un

champ magnétique est appliqué à ces matériaux, l'alignement de ces moments est encore plus marqué, créant une aimantation résultante non nulle.

Il existe peu d'éléments présentant une polarisation spontanée. Ceux-ci appartiennent aux deux grandes familles que sont les terres rares (samarium, praséodyme, néodyme) et les métaux de transitions (fer, nickel, cobalt). Les composés et alliages réalisés à partir de ces deux familles constituent donc la base des matériaux ferromagnétiques.

Les matériaux ferromagnétiques sont classés en deux catégories : les matériaux doux et les matériaux durs. Leur différence réside en leur niveau d'aimantation. Les matériaux doux ne présentent une aimantation qu'en présence d'une excitation magnétique. Au contraire, les matériaux durs présentent une aimantation, même en l'absence d'excitation. La valeur du champ coercitif H_c (champ annulant l'aimantation M) est très élevée dans le cas des matériaux durs et très faible pour les matériaux doux (Figure 8). Ce champ coercitif exprime la difficulté à aimanter ou à désaimanter le matériau.

Les matériaux doux tels que le Fe-Si, le Fe-Ni ou certaines ferrites possèdent une forte perméabilité. Cette caractéristique est mise à profit pour canaliser et diriger le flux magnétique. La faible surface de leur cycle d'hystérésis permet de réduire les pertes. Ces matériaux sont utilisés dans la plupart des applications en électrotechnique (transformateurs basse fréquence, moteur) et en électronique (inductance).

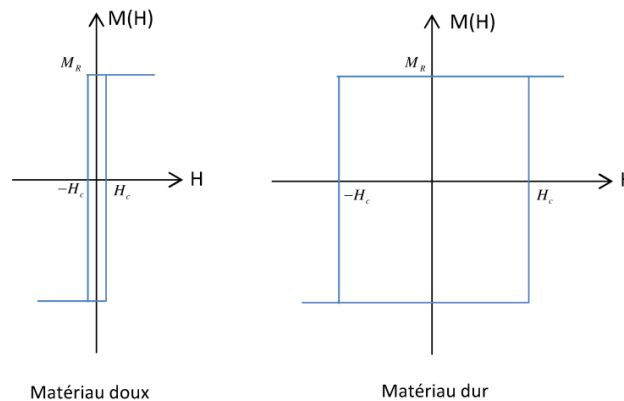


Figure 8 : Cycle d'hystérésis des matériaux ferromagnétiques. M_R est l'aimantation rémanente dans le matériau (en l'absence de champ magnétique H dans celui-ci).

La Figure 9 présente quelques circuits magnétiques moulés en ferrite.



Figure 9 : Circuit magnétique en ferrite du fabricant TDK.

Les AP constituent la majorité des matériaux durs. L'aimantation rémanente obtenue dans ces matériaux résulte de la combinaison indispensable entre la forte aimantation spontanée des métaux de transition et l'anisotropie des terres rares. L'anisotropie est la propriété d'un matériau à privilégier un axe de facile aimantation. Cette propriété engendre un seuil d'énergie nécessaire pour orienter et figer les moments magnétiques dans une direction. Les AP sont utilisés comme source de champ magnétique dans de nombreuses applications. Les quatre familles d'AP sont dans l'ordre d'apparition : les Alnico, les ferrites durs, les samarium-cobalt et les néodyme-fer-bore.

Les Alnico sont des alliages à base d'aluminium, de nickel, de fer et de cobalt. Ils sont apparus dans les années 1930. Leur utilisation est restreinte de nos jours, en raison de leurs propriétés magnétiques modestes et du coût élevé du cobalt. Cependant leur excellente stabilité thermique est appréciée dans certaines applications.

Les ferrites durs sont apparues dans les années 1950. Ce sont des matériaux céramiques très stables et aux propriétés magnétiques modestes. Ce sont les AP les plus utilisés de nos jours en raison de leur faible coût.

Les samarium-cobalt (SmCo) ont été découverts dans les années 1960. Ces AP présentent des performances magnétiques très supérieures aux deux types précédents. Mais, leur coût demeure un inconvénient majeur. En effet le samarium et le cobalt sont des matériaux chers et peu répandus dans le monde ; cela en fait des matériaux stratégiques. Relativement stables en température et résistants à la corrosion, ces AP conservent d'importantes applications dans les domaines où les conditions d'utilisations sont difficiles.

Les néodyme-fer-bore (NdFeB) sont apparus dans les années 1980. Ils sont moins coûteux que ceux de la famille des samarium-cobalt qu'ils ont supplantés dans de très nombreuses applications. Ils offrent le meilleur compromis entre performances magnétiques et coût sur le marché. Cependant, ils sont très sensibles à la corrosion, ce qui impose leur protection par un revêtement de surface. De plus, ils ne peuvent être utilisés à haute température. Pour plus d'informations sur les AP, le lecteur pourra consulter l'ouvrage [F]. Ces différences mises à part, un AP est caractérisé par son cycle d'hystérésis et plus particulièrement par le second quadrant du cycle, appelé courbe de désaimantation (Figure 10). Ce cycle fournit toutes les caractéristiques magnétiques importantes et déterminantes dans le choix d'un type d'AP. Ces caractéristiques sont l'induction rémanente B_r , le champ coercitif et le produit d'énergie volumique $(BH)_{\max}$, correspondant au point de fonctionnement optimal de l'AP.

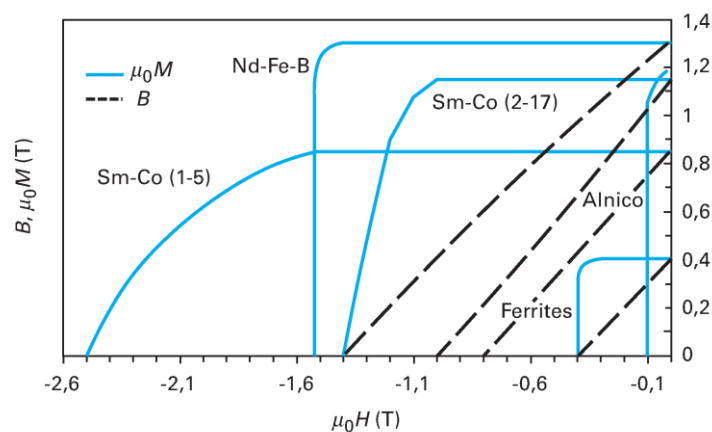


Figure 10 : Courbes de désaimantation de plusieurs types d'AP. D'après les techniques de l'ingénieur [17]. La stoechiométrie des AP de type Sm-Co est indiquée dans les parenthèses.

La Figure 10 montre que les AP de types SmCo et NdFeB présentent une aimantation rémanente supérieure à 1 T et un champ coercitif très important comparé aux AP de type ferrites et Alnico. Le tableau de la Figure 11 présente les valeurs des principales grandeurs magnétiques des AP.

Famille	Température de Curie (°C)	Température maximale d'utilisation (°C)	$(BH)_{\max}$ (kJ/m ³)	H_{cJ} (kA/m)	B_r (T)	Coefficient de température de H_{cJ} (en 10 ⁻² K ⁻¹)	Coefficient de température de B_r (en 10 ⁻² K ⁻¹)
Alnico	740 à 860	450 à 550	35,8 à 43,8	64 à 103	1,1 à 1,3	+ 0,03 à - 0,07	- 0,02
Ferrites (Sr)	450 à 460	250	25,5 à 40,6	200 à 400	0,38 à 0,46	+ 0,3 à + 0,5	- 0,18 à - 0,20
Sm-Co 1-5	700 à 750	250	135,3 à 151,2	960 à 1 600	0,82 à 0,87	- 0,15 à - 0,30	- 0,045 à - 0,050
Sm-Co 2-17	800 à 850	450 à 550	159,1 à 254,6	490 à 790	0,92 à 1,16	- 0,15 à - 0,30	- 0,030 à - 0,035
Nd-Fe-B	310 à 330	80 à 180	199,0 à 310,3	880 à 1 990	1,0 à 1,3	- 0,55 à - 0,65	- 0,11 à - 0,13

Figure 11 : Caractéristiques magnétiques des différentes familles d'AP. Les techniques de l'ingénieur [18].

Les grandeurs magnétiques présentées dans le tableau ci-dessus sont intéressantes car elles permettent de connaître les limites thermiques d'utilisation des AP, leurs énergie volumique $(BH)_{\max}$, leurs champ de coercitif (désaimantation) H_{cJ} ainsi que leurs induction rémanente B_r . De plus le tableau fournit les coefficients de sensibilité à la température du champ coercitif et de l'induction.

Les AP de type NdFeB ont été utilisés massivement pour la réalisation des éléments d'insertion des accélérateurs de 3^{ème} génération. Ce choix est justifié par un besoin de performances magnétiques élevées ainsi qu'un coût raisonnable. Plusieurs études ont été menées concernant la stabilité de ces AP au cours de leur utilisation dans les éléments d'insertion. En effet le rayonnement de neutrons rapides produits dans la chambre à vide des accélérateurs peut entraîner des dépôts thermiques localisés sur les AP conduisant à leur désaimantation [G].

L'utilisation des multipôles à AP trouve un intérêt dans les collisionneurs pour leurs compacités et leurs performances. A ce jour, seul le Fermilab recycler [19] (anneau de stockage pour l'accumulation d'antiprotons) d'une circonférence de 3.3 km utilise exclusivement des structures à AP dans l'anneau de stockage. Les AP utilisés sont de type ferrite car le champ requis est faible. Le faible coût de ces AP ainsi que leur excellente stabilité a conforté ce choix.

CONCLUSION

Un synchrotron est un accélérateur de particule de géométrie circulaire dans lequel des électrons sont accélérés puis déviés avec des structures magnétiques afin de produire un faisceau de rayons-X très intense. L'utilisation des éléments d'insertions tels que les onduleurs et les wigglers pour la production du rayonnement a permis d'accroître considérablement la brillance du faisceau. L'évolution des synchrotrons nécessite l'utilisation de structures multipolaires à fort champ (quadripôle et sextupôles) comme c'est le cas pour la future machine de l'ESRF. Dans ce contexte, l'utilisation des AP pour la réalisation de ces structures multipolaires est envisagée.

CHAPITRE 2

**TECHNOLOGIES ET PERFORMANCES
DES AIMANTS D'ACCELERATEURS**

2 Technologies et performances des aimants d'accélérateurs

La majeure partie des aimants d'accélérateur pour produire la lumière synchrotron utilisent la technologie résistive ou électro-aimants. Les technologies à AP et hybrides (AP et matériau ferromagnétique) sont exclusivement utilisées par les éléments d'insertion (ondulateur) pour la production du rayonnement synchrotron. Récemment, l'évolution des synchrotrons et le besoin de structure multipolaire plus performante conduit à un intérêt grandissant pour les technologies à AP et hybrides. Classer ces différentes technologies selon des critères de performances présente un intérêt ; celui de permettre et d'orienter le choix de la technologie la plus adaptée à une application, en privilégiant un ou plusieurs critères de performances.

2.1 Aimants d'accélérateurs

2.1.1 Champ multipolaire

Les équations de Maxwell dans un espace 2D permettent d'exprimer le champ magnétique complexe fourni par une source quelconque. Pour cela, considérons une région de l'espace où la densité de courant \mathbf{J} est nulle (un entrefer par exemple). Dans ce cas, les équations de Maxwell sont :

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0\end{aligned}\tag{21}$$

où la relation constitutive dans la région considérée est $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$. Les équations exprimées en (21) deviennent alors :

$$\mathbf{B} = -\nabla V\tag{22}$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}\tag{23}$$

L'induction \mathbf{B} dérive d'un potentiel scalaire V et d'un potentiel vecteur \mathbf{A} . En supposant que l'induction complexe est composée de B_x et de B_y (champ 2D), nous obtenons :

$$B_x(x, y) = -\frac{\partial V}{\partial x} = \frac{\partial A_z}{\partial y}\tag{24}$$

$$B_y(x, y) = \frac{\partial V}{\partial y} = \frac{\partial A_z}{\partial x}\tag{25}$$

Les égalités (24) et (25) sont les équations de Cauchy-Riemann. D'après l'analyse complexe, le potentiel scalaire V et le potentiel vecteur A_z (noté A) sont des fonctions analytiques. On peut définir une fonction complexe $F(z)$ où z est la variable complexe ($x + iy$) telle que sa partie réelle est le potentiel vecteur A et sa partie imaginaire est le potentiel scalaire V :

$$F(z) = A + iV\tag{26}$$

Cette fonction admet une dérivée en z qui est l'induction complexe $B(z)$:

$$B(z) = -\frac{dF(z)}{dz} = -\left(\frac{\partial A}{\partial x} + i\frac{\partial V}{\partial x}\right) . \quad (27)$$

L'expression de l'induction complexe devient :

$$B(z) = B_y + iB_x \quad (28)$$

Une des propriétés des fonctions analytiques est la possibilité de les développer en série entière. L'induction complexe peut par conséquent s'écrire de manière suivante :

$$B(z) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot z^{n-1} \quad (29)$$

où n est l'ordre multipolaire ; les $C_n = b_n + ia_n$ sont les coefficients multipolaires complexes ; les b_n sont les coefficients multipolaires normaux et les a_n sont les coefficients multipolaires tournés. Les coefficients C_n caractérisent l'amplitude et la phase des composantes multipolaires.

L'expression (29) montre que l'induction complexe fourni par une source magnétique quelconque est composée d'une infinité de champs multipolaires. Un "pur" champ multipolaire d'ordre N ne possède qu'un seul coefficient C_N . Le tableau ci-dessous donne la correspondance de quelques ordres multipolaires.

Tableau 2 : Nomination des premiers ordres multipolaires

Ordre n	Type de multipôles
1	Dipôle
2	Quadripôle
3	Sextupôle

2.1.2 Génération de multipôles

Un aimant d'accélérateur doit fournir en général un pur champ multipolaire. En pratique, il est obtenu avec un arrangement adéquat des sources de champ autour de la zone utile (entrefer). Ces sources de champ peuvent être des AP ou des conducteurs électriques. Ces derniers sont de type conventionnel (faible densité de courant $j \leq 10 \text{ A/mm}^2$) ou de type supraconducteurs autorisant une forte densité de courant (jusqu'à $j \geq 1500 \text{ A/mm}^2$), lesquels conducteurs sont notamment utilisés pour les structures magnétiques des collisionneurs comme le LHC au CERN. Les structures magnétiques des sources de rayonnement synchrotron se limitent pour le moment à l'utilisation de conducteurs électriques conventionnels car les champs magnétiques à fournir sont plus faibles, que ceux nécessaires pour les collisionneurs. Cette différence réside dans le fait que les particules utilisées dans les synchrotrons

(électrons) sont plus légères et moins énergétiques que celles utilisées dans les collisionneurs qui sont généralement des protons.

La figure ci-dessous présente quelques principes pour générer un pur champ multipolaire à partir de conducteurs électriques ou à partir d'AP.

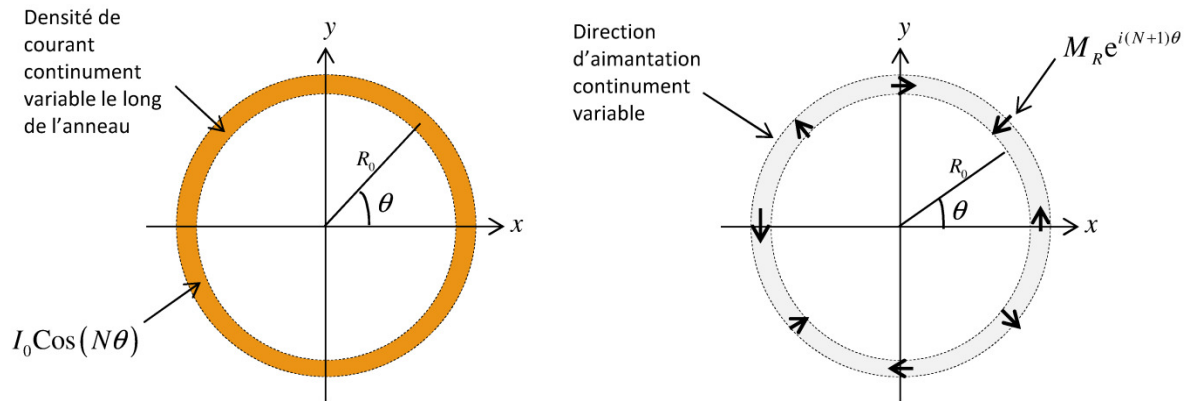


Figure 12 : Quelques principes de génération de purs champs multipolaires à l'intérieur d'un anneau circulaire. L'anneau circulaire est composé de conducteurs électriques (gauche) ou d'AP (droite).

Des pôles ferromagnétiques peuvent être employés pour canaliser le champ de la source vers l'entrefer. Dans ce cas, c'est la forme du pôle qui détermine l'ordre multipolaire généré. En général, c'est ce principe qu'utilisent les aimants d'accélérateur pour la lumière synchrotron.

2.1.3 Etat de l'art des aimants d'accélérateur

Les développements actuels des aimants d'accélérateurs sont nombreux afin de relever les défis posés par les futures générations d'accélérateurs. Une recherche bibliographique sur quelques réalisations d'aimants a été effectuée. Elle montre que les structures développées utilisent les différentes technologies suivant les besoins et les contraintes de l'application. Cependant, la caractéristique principale ressortant de ces développements est la réduction du cercle de gorge des aimants. Cela pousse les concepteurs à adopter de plus en plus la technologie à AP. Le graphique de la Figure 13 présente quelques réalisations de quadripôles et leurs caractéristiques.

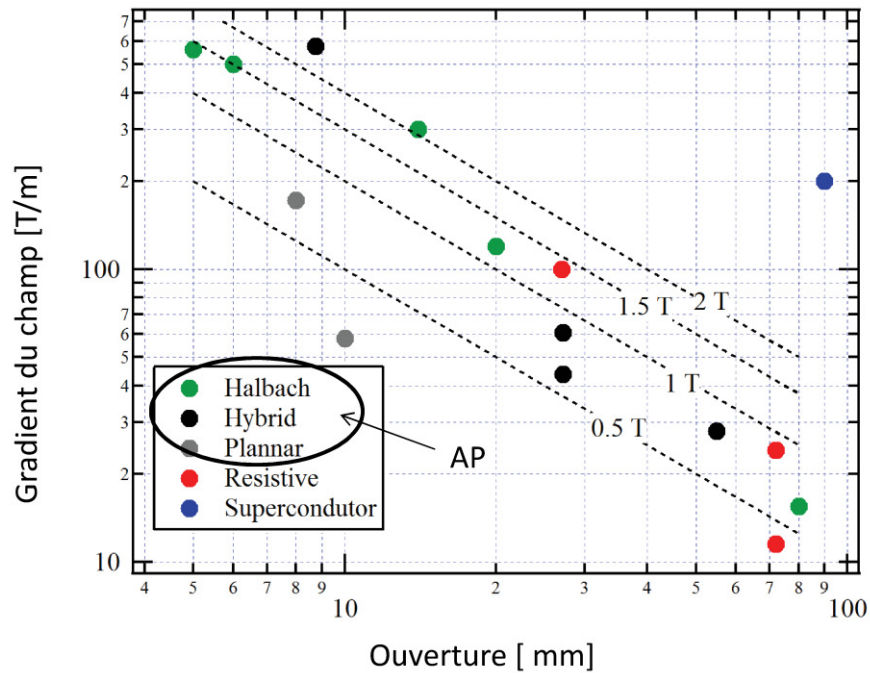


Figure 13 : Caractéristiques des quadripôles développés récemment. Ces structures évoluent vers de faibles ouvertures et de fort gradient. D'après [24].

Quelques structures recensées dans le graphique de la Figure 13 sont présentées par la figure ci-dessous :

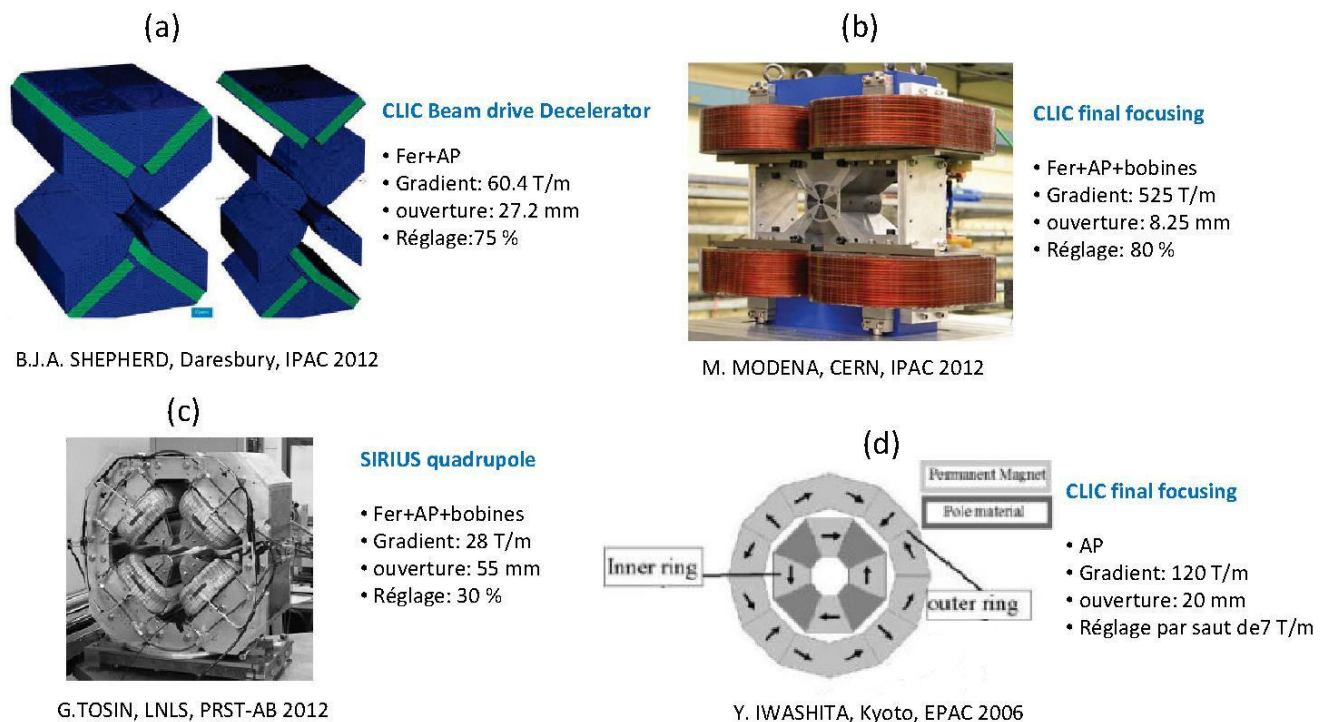


Figure 14: Exemples de quelques développements récents de quadripôles pour les accélérateurs.

La première remarque est que toutes les structures de la Figure 14 utilisent des AP. De plus, la plupart de ces structures possèdent des ouvertures réduites afin d'atteindre un gradient élevé (525 T/m pour la structure b). Un autre aspect important de ces structures est leur grande plage de variation du

gradient. Cette variation est réalisée de manière mécanique en déplaçant les pièces de la structure (a et d) ou grâce à des bobinages électriques (b et c). Cependant la solution mécanique conduit à une structure complexe et la solution à bobines conduit à une structure moins compacte.

Les structures a, b, c, d de la Figure 14 sont présentées dans les références [20], [21], [22] et [30].

La nouvelle maille de l'ESRF utilise des dipôles à AP de faible champ. Cette structure compacte et innovante est présentée par la Figure 15 et dans la référence [23]. Le choix de la technologie à AP due à la faible variation de champ nécessaire pour les dipôles de la nouvelle maille.

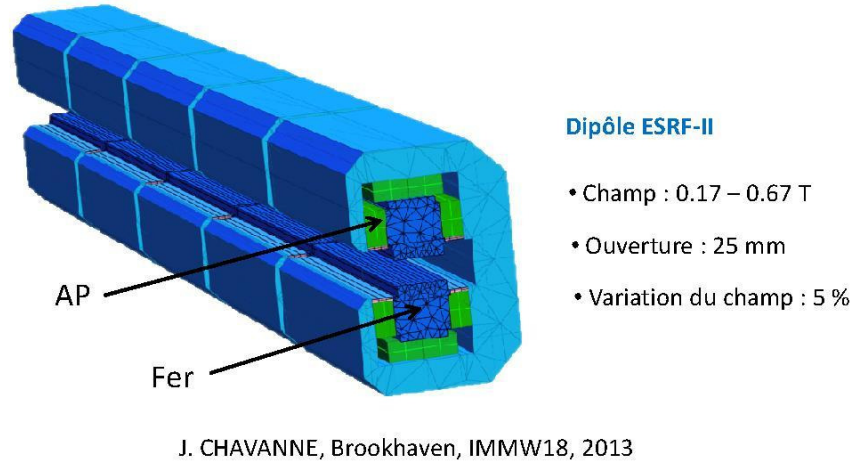


Figure 15: Dipôle à AP de la nouvelle maille de l'ESRF. L'ouverture latérale dans la structure permet de faciliter l'insertion de la chambre à vide dans la structure.

2.2 Critères de performances

Lors de la conception de la maille d'un accélérateur, les études de la dynamique du faisceau permettent de définir les principales caractéristiques magnétiques des structures multipolaires. Le concepteur d'aimants s'appuie sur ces caractéristiques pour dimensionner et construire la structure. Ces caractéristiques sont :

- L'intensité de la composante multipolaire (I_{CM})
- L'homogénéité de cette composante.

Pour les définir par le biais d'une analyse bidimensionnelle, nous rappelons l'expression de l'induction complexe (29), dans lequel la variable complexe z est normalisée par rapport au rayon intérieur de l'aimant :

$$B(z) = B_y + iB_x = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \left(\frac{z}{R_i} \right)^{n-1}$$

où les $C_n = b_n + ia_n$ sont les coefficients multipolaires complexes, les b_n sont les coefficients multipolaires normaux, les a_n sont les coefficients multipolaires tournés. R_1 est le rayon du cercle de gorge (ou rayon intérieur).

Dans le cas d'une structure multipolaire idéale d'ordre N , l'induction complexe devient :

$$B(z) = b_N \left(\frac{z}{R_1} \right)^{N-1} \quad (30)$$

Ainsi, l'intensité de la composante multipolaire (ICM) est définie par l'expression suivante :

$$I_{CM} = \frac{b_N}{R_1^{N-1}} \quad (31)$$

Dans le cas d'un dipôle ($N=1$), l'intensité de la CM correspond à l'amplitude de l'induction magnétique. Pour un quadripôle ($N=2$), elle représente le gradient de l'induction. Par exemple le gradient de l'induction verticale B_y d'un quadripôle suivant l'axe horizontal x est :

$$I_{CM} = G = \frac{\partial B_y}{\partial x} = \frac{b_2}{R_1} \quad (32)$$

La seconde caractéristique d'un aimant d'accélérateur est son homogénéité. Elle détermine l'écart entre l'induction d'une structure multipolaire réelle par rapport à une structure multipolaire idéale d'ordre N .

L'induction complexe d'une structure multipolaire réelle peut s'écrire sous la forme :

$$B(z) = C_N \left(\frac{z}{R_1} \right)^{N-1} + \sum_{n>N}^{\infty} C_n \left(\frac{z}{R_1} \right)^{n-1} \quad (33)$$

où $C_N \left(\frac{z}{R_1} \right)^{N-1}$ est le fondamental, et $\sum_{n>N}^{\infty} C_n \left(\frac{z}{R_1} \right)^{n-1}$ est le contenu harmonique.

Il apparaît clairement que le contenu harmonique doit être atténué afin de se rapprocher de la structure idéale. Ainsi pour le dipôle, en notant $B(0) = B_0$, l'erreur du champ s'exprime sous la forme :

$$\frac{\Delta B}{B_0} = \frac{B(z) - B_0}{B_0} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} C_n \left(\frac{z}{R_1} \right)^{n-1}}{C_1} \quad (34)$$

De même pour le quadripôle, l'erreur du champ est :

$$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{\sum_{n=3}^{\infty} (n-1) \cdot C_n \left(\frac{z}{R_1} \right)^{n-2}}{C_2} \quad (35)$$

Où G_0 est le gradient dans l'axe de la structure.

Généralement, l'homogénéité d'une structure est spécifiée pour une zone dite de « bon champ » dans laquelle l'écart de l'ICM par rapport à une valeur nominale doit être compris entre deux limites données. La Figure 16 présente un exemple de profil d'erreur du champ pour un dipôle ainsi que la spécification de l'homogénéité de sa composante multipolaire dans une zone dite de « bon champ ».

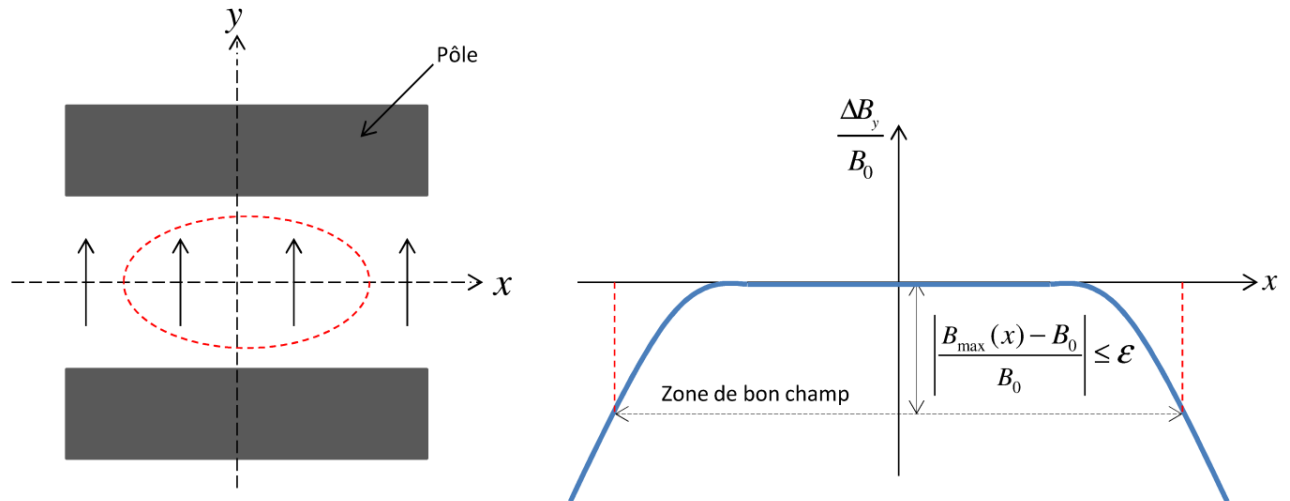


Figure 16 : Exemple de profil d'erreur du champ et de zone de bon champ d'un dipôle

D'autres contraintes peuvent s'ajouter à ces critères principaux. En effet pour certaines applications, la compacité de la structure (dans les plans transverses), ainsi que la masse de celle-ci peuvent être limitées. D'autres conditions spécifiques peuvent intervenir lors de la conception d'une structure.

Par exemple, pour certains aimants destinés aux sources de lumière synchrotron, une ouverture verticale entre les pôles pourra être nécessaire afin de permettre le passage du faisceau de rayons-X (Figure 17). Cela introduit une dégradation de l'homogénéité du champ qu'il faut prendre en compte et corriger. Dans certain cas, la consommation d'énergie d'une structure peut être un critère dominant.

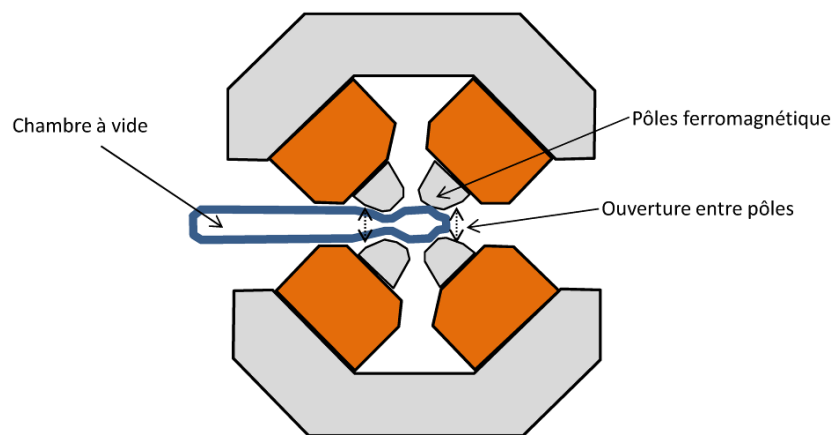


Figure 17 : Vue schématique des ouvertures entre les pôles d'un quadripôle pour l'insertion de la chambre à vide

2.3 Etude des aimants d'accélérateurs

2.3.1 Etude des aimants de type résistif dominés par le fer

Le terme structure résistive, désigne les aimants d'accélérateurs réalisés avec un bobinage électrique et un circuit ferromagnétique en matériau doux. On parle alors de structures résistives dominées par le fer. Il s'agit de la technologie la plus conventionnelle. Le flux magnétique nécessaire est généré par le bobinage puis canalisé par le circuit magnétique dans l'entrefer. La Figure 18 présente une vue schématique d'aimants d'accélérateurs réalisés avec cette technologie.

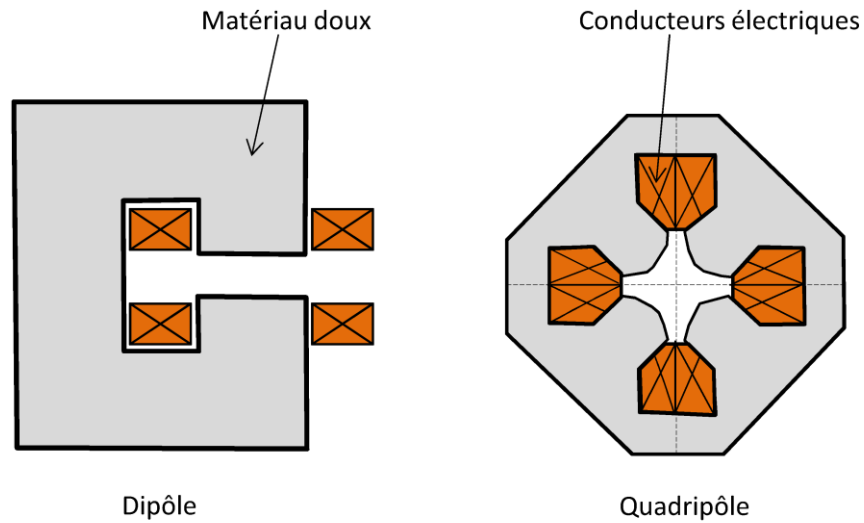


Figure 18: Aimants d'accélérateurs de type structures résistives dominées par le fer.

Le nombre de pôles et leurs profils varient suivant l'ordre multipolaire. Ceux-ci sont déterminés à partir d'une expression analytique découlant de l'analyse multipolaire. Le point de départ est l'expression de l'induction complexe $B(z)$ donnée par l'équation. D'après l'analyse complexe, nous savons que l'induction complexe dérive d'un potentiel complexe $F(z)$ tel que :

$$B(z) = -\frac{dF(z)}{dz} \quad (36)$$

Le potentiel complexe est défini par l'expression suivante :

$$F(z) = A + iV \quad (37)$$

où la partie réelle A et la partie imaginaire V sont respectivement le potentiel vecteur et le potentiel scalaire. Pour un multipôle idéal d'ordre N , l'expression du potentiel complexe devient :

$$F(z) = \frac{b_N z^N}{R_1^{N-1} N} \quad (38)$$

La Figure 19 ci-dessous montre que les équipotentiels scalaires et vectoriels sont orthogonaux en tous points de l'espace. C'est une propriété des fonctions holomorphes comme le potentiel complexe $F(z)$ défini plus haut (37).

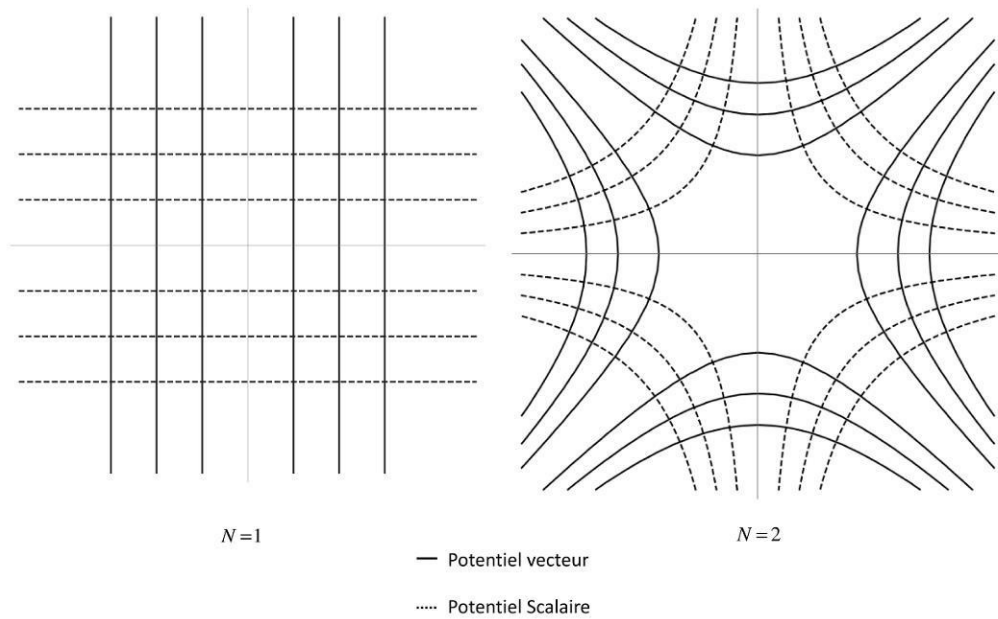


Figure 19 : Equipotentiels vecteurs et scalaires du dipôle et du quadripôle

Les équipotentiels de la partie réelle, le potentiel vecteur, représentent l'allure des lignes de champ de l'induction magnétique.

L'analyse des équipotentiels du potentiel scalaire constitue une approche intéressante pour déduire la forme idéale des pôles disposés autour de l'entrefer pour un multipôle d'ordre N . En effet dans le cas où le matériau doux utilisé est de perméabilité infinie, le potentiel scalaire est constant à la surface des pôles. De ce fait, la forme d'un pôle doit correspondre à celle d'une équipotentielle du potentiel scalaire V .

En passant dans le repère polaire avec $z = r e^{i\theta}$, l'expression du potentiel complexe s'écrit :

$$F(z) = \frac{b_N}{R_1^{N-1} N} r^N e^{iN\theta} \quad (39)$$

Le potentiel scalaire est déduit de l'équation (39) :

$$V = \frac{b_N r^N}{R_1^{N-1} N} \sin(N\theta) \quad (40)$$

En imposant le potentiel scalaire constant, l'expression de la courbe paramétrique $r(\theta)$ décrivant la forme idéale des pôles autour d'un entrefer de rayon R_0 , pour un ordre multipolaire N est ([25]) :

$$r(\theta) = \frac{R_1}{\sqrt[N]{\sin(N\theta)}} \quad (41)$$

Ainsi, les pôles d'un dipôle ($N=1$) sont plats comme le montrent les équipotentiels scalaires de la Figure 19. Pour les multipôles d'ordre supérieur, les pôles ont un profil hyperbolique (Figure 20).

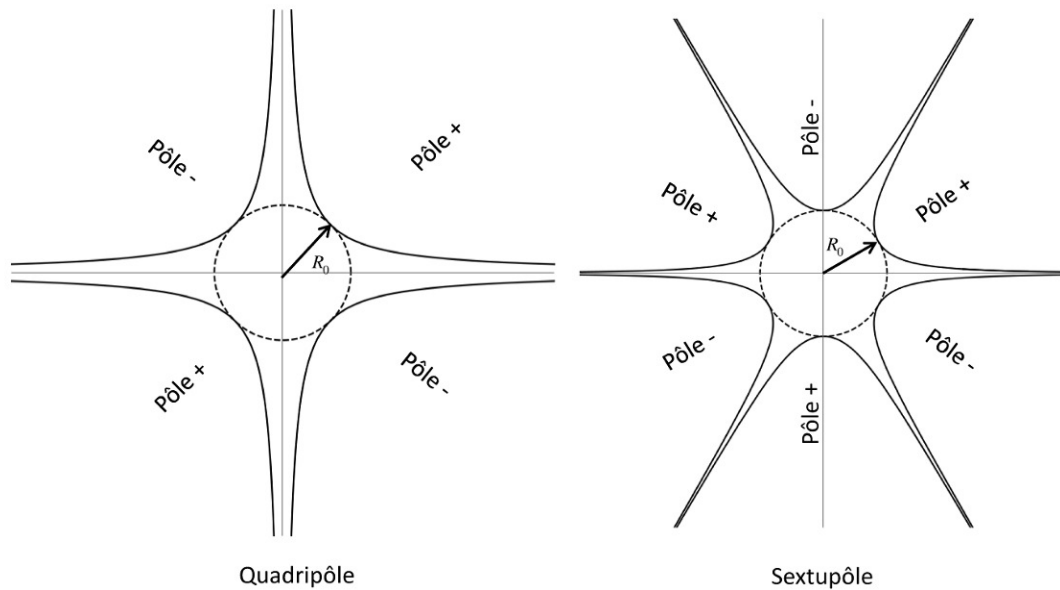


Figure 20 : Profils idéaux des pôles d'un quadripôle et d'un sextupôle

Les profils idéaux occupent tout l'espace transversal. D'un point de vue pratique, on sera amené à tronquer les pôles de manière à insérer les sources de champ comme les bobinages ou des AP. Un exemple de profil tronqué d'un quadripôle est présenté par la Figure 21. Lorsque la structure résultante possède les mêmes symétries que le multipôle idéal, seules les harmoniques d'ordre impair du fondamental existent. Le Tableau 3 présente le contenu harmonique parasite introduit selon l'ordre du multipôle fondamental.

Tableau 3 : Contenu harmonique introduit par la troncature du profil idéal

Multipôle fondamental	Harmoniques systématiques
Dipôle, $N = 1$	$n = 3, 5, 7 \dots$
Quadripôle, $N = 2$	$n = 6, 10, 14 \dots$
Sextupôle, $N = 3$	$n = 9, 15, 21 \dots$
Octupôle, $N = 4$	$n = 12, 20, 28 \dots$

Le champ dans l'entrefer d'une structure résistive dépend du nombre d'Ampère-tour du bobinage. Il est donc utile d'obtenir une relation donnant l'ICM d'une structure résistive dominée par le fer en fonction du nombre d'Ampère-tour du bobinage électrique. Pour cela, considérons par exemple un quart de la structure d'un quadripôle résistif comme indiqué sur le schéma de la Figure 21. La structure présentée étant symétrique par rapport à l'axe $x=y$, on peut réduire l'étude à $1/8^{\text{ème}}$ de la structure complète.

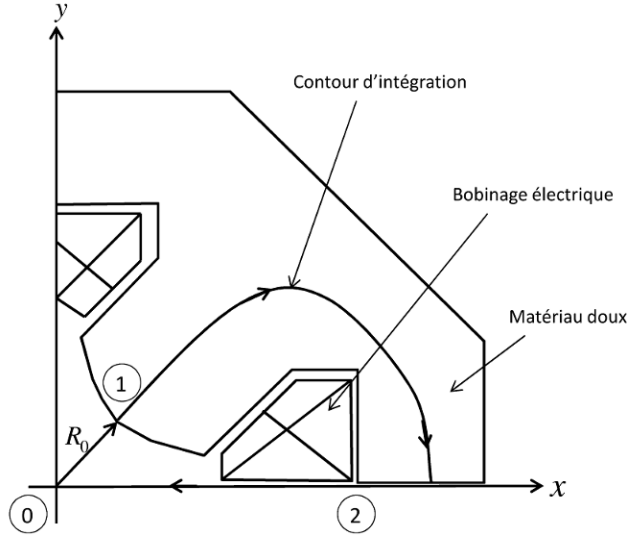


Figure 21 : Application du théorème d'Ampère sur un quadripôle résistif

L'application du théorème d'Ampère sur le contour de la Figure 21 donne :

$$\int_0^1 \frac{B_e}{\mu_0} \cdot dl + \int_1^2 \frac{B_{fer}}{\mu_0 \mu_r} \cdot dl + \int_2^0 \frac{B_{20}}{\mu_0} \cdot dl = NI \quad (42)$$

Où B_e est l'induction dans l'entrefer ; B_{fer} celle dans le matériau doux et B_{20} celle dans l'air sur le chemin $2 \rightarrow 0$ du contour d'intégration. NI est le nombre d'Ampère-tour du bobinage électrique. En prenant comme hypothèse que le matériau doux est de perméabilité infinie ($\mu_r \rightarrow \infty$) et que les lignes d'induction B_{20} sont perpendiculaires au chemin $2 \rightarrow 0$ du contour d'intégration, l'équation (42) devient :

$$\int_0^{R_0} B_e \cdot dl = \mu_0 NI \quad (43)$$

où l'induction dans l'entrefer B_e est le module de l'induction complexe $B(z)$:

$$B_e = |C_N| \frac{r^{N-1}}{R_1^{N-1}} \quad (44)$$

On obtient après intégration de l'équation (43) :

$$|C_N| = \frac{N \mu_0 NI}{R_1} \quad (45)$$

Après substitution de l'expression du coefficient C_N dans l'équation de l'induction complexe (29), cette expression s'écrit

$$B(z) = \frac{N \mu_0 NI}{R_1} \cdot \left(\frac{z}{R_1} \right)^{N-1} \quad (46)$$

On en déduit l'ICM des structures résistives :

$$I_{CM} = \frac{N\mu_0 NI}{R_l^N} \quad (47)$$

Ainsi pour un dipôle ($N = 1$), l'induction dans l'entrefer en fonction du nombre d'ampère-tour est :

$$I_{CM} = B = \frac{\mu_0 NI}{R_l} \quad (48)$$

Le champ est constant dans l'entrefer et varie proportionnellement avec le nombre d'ampère-tour, dans la limite physique due à la saturation du matériau.

Pour un quadripôle ($N = 2$), le champ dans l'entrefer est :

$$B(z) = \frac{2\mu_0 NI}{R_l^2} \cdot z \quad (49)$$

Alors, l'expression du gradient ou l'ICM d'un quadripôle en fonction du nombre d'Ampère-tour est :

$$I_{CM} = G = \frac{2\mu_0 NI}{R_l^2} \quad (50)$$

La Figure 22 présente des modèles 3D d'aimants d'accélérateurs de technologies résistives.

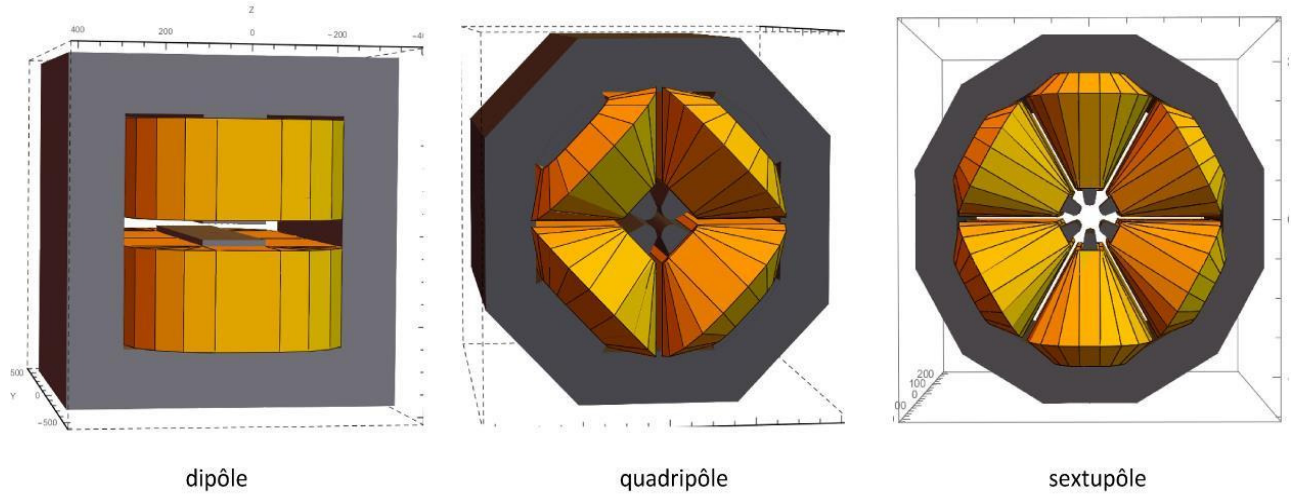


Figure 22 : Modèles 3D d'aimants d'accélérateurs de type résistifs.

Ces modèles, construits avec le logiciel de calcul magnétostatique RADIA [26] développé à l'ESRF, seront utilisés pour effectuer la comparaison des performances des différentes technologies d'aimants d'accélérateurs. Ce logiciel utilise la méthode des intégrales de volume présentant l'avantage de fournir des résultats exact. De plus cette méthode nécessite moins de ressources de calcul par rapport à la méthode des éléments finis car seul les matériaux du système considéré sont maillés (pas de maillage de l'air ou de tous l'espace englobant le système).

2.3.2 Etude de la structure de Halbach

K. Halbach a proposé une structure à aimants permanents (AP) appelée cylindre de Halbach. Il permet de générer un multipôle d'ordre quelconque [27]. Le principe est de disposer autour d'un entrefer, un anneau d'aimants permanents dont les directions d'aimantation varient continument en fonction de la position angulaire (Figure 23).

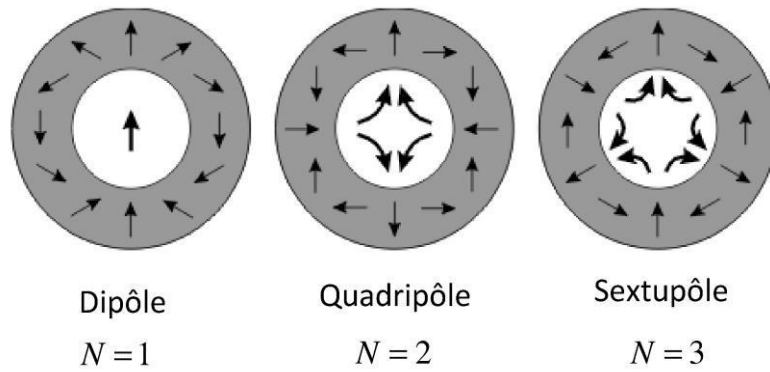


Figure 23 : Distribution d'aimantation du cylindre de Halbach pour différents ordres multipolaires

Afin de définir les variables, considérons un cylindre creux ayant un rayon intérieur R_1 un rayon extérieur R_2 et de longueur infinie (Figure 24).

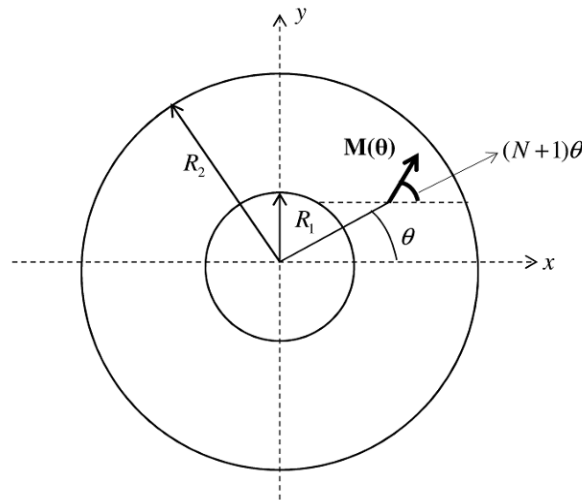


Figure 24 : Variables caractéristiques du cylindre de Halbach

La variation de l'aimantation en fonction de l'angle θ et de l'ordre multipolaire N s'écrit sous la forme :

$$M(\theta) = M_R e^{i(N+1)\theta}, \quad (51)$$

où M_R désigne l'aimantation rémanente du matériau. L'induction complexe obtenue avec cette structure à aimantation continument variable est donnée par l'expression suivante :

$$B(z) = \left(\frac{z}{R_1}\right)^{N-1} B_R \cdot \frac{N}{N-1} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{N-1} \right] \quad (52)$$

Où $B_R = \mu_0 M_R$ est l'induction rémanente du matériau et $N > 2$.

Lorsque $N = 1$ (cas du dipôle), l'induction complexe dans l'entrefer est :

$$B(z) = B_R \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (53)$$

En réalité, on peut obtenir une approximation de l'aimantation continument variable, en effectuant une segmentation de l'anneau en plusieurs blocs d'aimants dont les aimantations sont constantes et homogènes. Les directions d'aimantation sont orientées selon leur position suivant la loi de l'équation (51) :

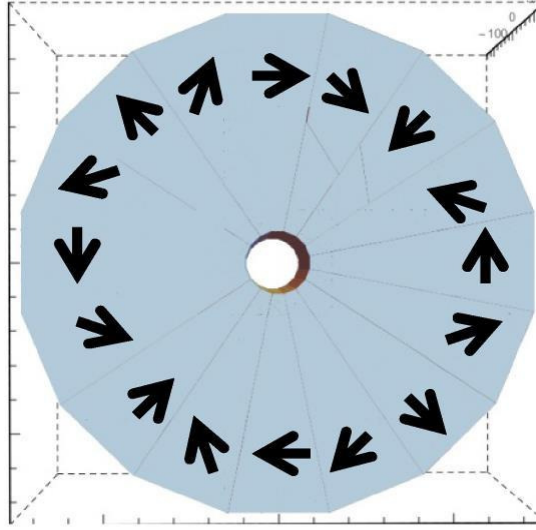


Figure 25 : Modèle Radia d'un quadripôle de Halbach segmenté avec 16 blocs d'aimants permanents.

Cependant, un nombre minimal de segments d'AP que l'on note M_{\min} est nécessaire pour la génération d'une composante multipolaire d'ordre N :

$$M_{\min} = 2N \quad (54)$$

La segmentation entraîne une réduction de l'amplitude de la composante multipolaire principale et l'apparition d'harmoniques systématiques. La relation suivante donne l'expression de l'induction magnétique du fondamental en fonction de la segmentation :

$$B(z) = \left(\frac{z}{R_1}\right)^{N-1} B_R \frac{N}{N-1} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{N-1} \right] K_N, \quad (55)$$

$$K_N = \cos^N\left(\frac{\varepsilon\pi}{M}\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{N\varepsilon\pi}{M}\right)}{N\pi / M},$$

M étant le nombre total de blocs d'aimants permanents et ε le taux de remplissage angulaire, défini comme étant le rapport entre l'ouverture angulaire effective des aimants et l'ouverture maximum disponible (Figure 27).

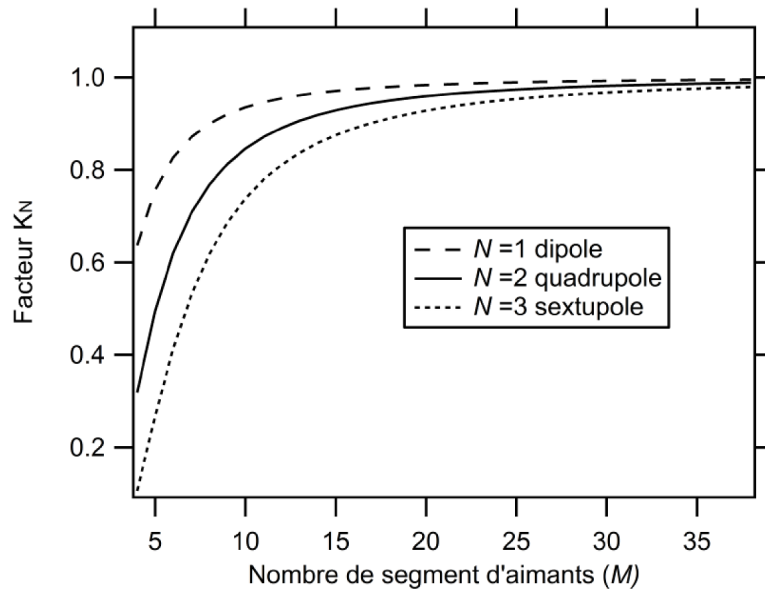


Figure 26 : Evolution du facteur K_N en fonction de la segmentation et de l'ordre multipolaire ($\varepsilon = 1$)

La Figure 26 montre l'intérêt d'un grand nombre de segments. Car, cela permet de renforcer la part d'induction de la composante fondamentale. Même si cependant les limites technologiques ne permettent pas d'assembler un grand nombre de segments, elles ne sont de véritables contraintes que pour un certain nombre de segments. En effet, le gain devient négligeable à partir d'un certain nombre de segment. Le Tableau 4 donne le nombre de segments nécessaires afin d'obtenir un facteur K_N supérieur ou égal à 90 %.

Tableau 4 : Paramètres du cylindre de Halbach pour $K_N \geq 90$ %

N	M
1	8
2	14
3	18

Suivant l'ordre multipolaire N et le nombre de segments d'aimants permanents M , il est possible d'accroître l'induction de la composante fondamentale dans l'entrefer avec un volume d'AP plus faible.

On y parvient en réglant le taux de remplissage angulaire des AP comme le montre la Figure 27.

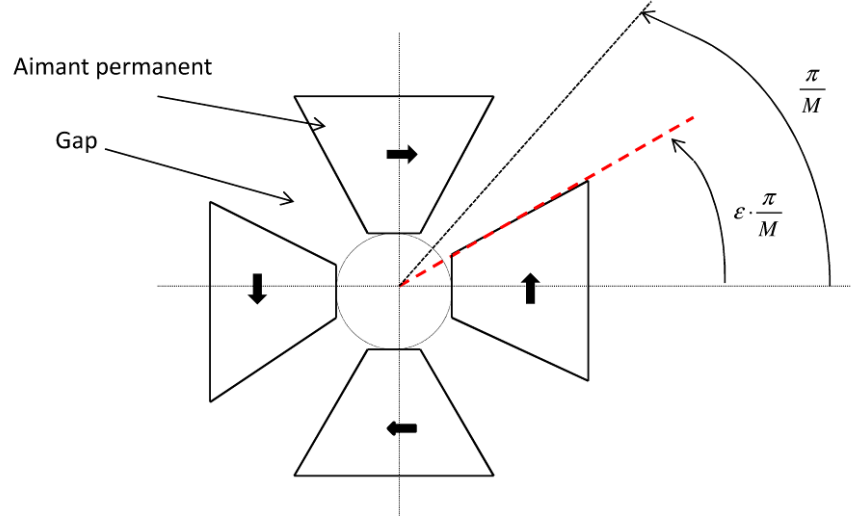


Figure 27 : Représentation du facteur angulaire normalisé des AP

Pour cela, le taux de remplissage optimal ε_{opt} des AP suivant l'ordre multipolaire N et pour un nombre de segment M_{min} est donné par l'équation (56) d'après la reference [27] :

$$\varepsilon_{opt} = \frac{M_{min}}{2(N+1)} = \frac{N}{(N+1)} \quad (56)$$

Tableau 5 : Facteurs d'angles normalisés ε_{opt} optimaux pour différent ordres multipolaires

N		M_{min}	ε_{opt}
1	Dipôle	2	1/2
2	Quadripôle	4	2/3
3	Sextupôle	6	3/4

La segmentation du cylindre de Halbach entraîne l'apparition de multipôles harmoniques systématiques. En fonction de l'ordre multipolaire et du nombre de segments, l'ordre n de ces harmoniques est :

$$n = N + \nu M, \text{ avec } \nu = 1, 2, 3, \dots$$

L'augmentation du nombre de segments d'AP agit comme un filtre car, elle permet d'éliminer les harmoniques de rang inférieur au nombre de segments d'AP.

Cette technologie à AP permet d'obtenir un champ très intense dans l'entrefer pour un encombrement réduit, comme en témoigne le prototype de la Figure 28 utilisé en autre pour le collisionneur linéaire CLIC (Compact Linear Collider) au CERN.

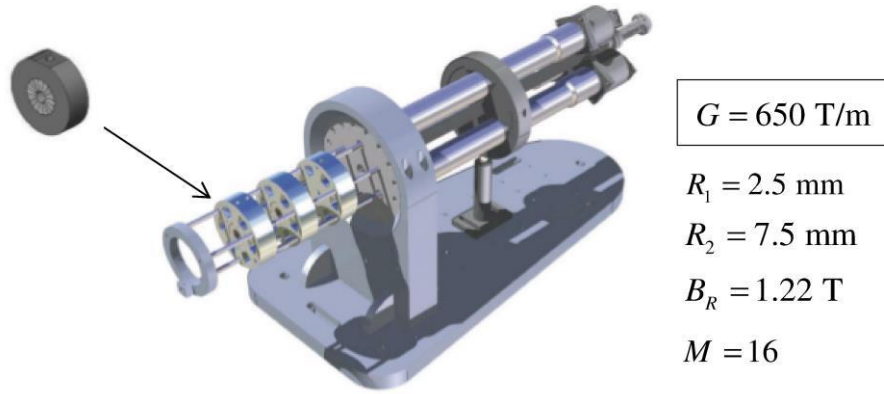


Figure 28 : Triplet de quadripôles de Halbach utilisés pour la focalisation d'un faisceau de particules d'accélérateurs linéaires ou circulaires. Les quadripôles possèdent une faible ouverture afin de générer un fort gradient pour engendrer une forte focalisation sur le faisceau. La focalisation du système est ajustable grâce à la rotation des quadripôles. Ce prototype est utilisé pour la focalisation du faisceau d'électrons de l'expérience PLEIADES ICS [28].

2.3.3 Etude des aimants de technologies hybrides

Un aimant de technologie hybride combine à la fois des AP et des matériaux magnétiques doux. Nous nous proposons, dans cette partie de définir et d'analyser une structure hybride qui servira de support pour la comparaison des technologies des aimants d'accélérateurs. La construction des structures hybrides utilise des pièces polaires au même titre que la technologie résistive usuelle. Les AP doivent être disposés autour de ces pièces polaires de manière à maximiser le champ dans l'entrefer. La Figure 29 présente les structures hybrides utilisées dans cette étude pour les différents ordres multipolaires.

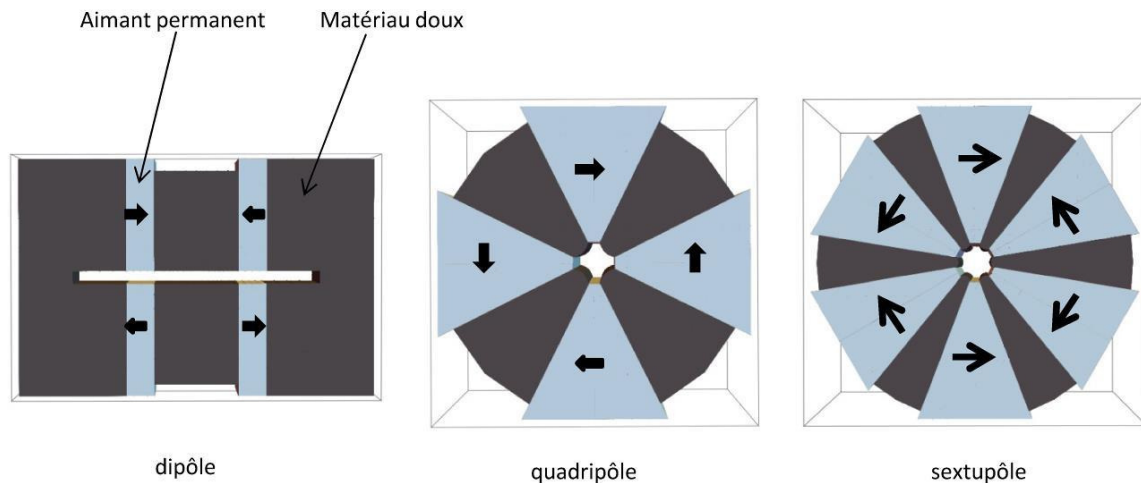


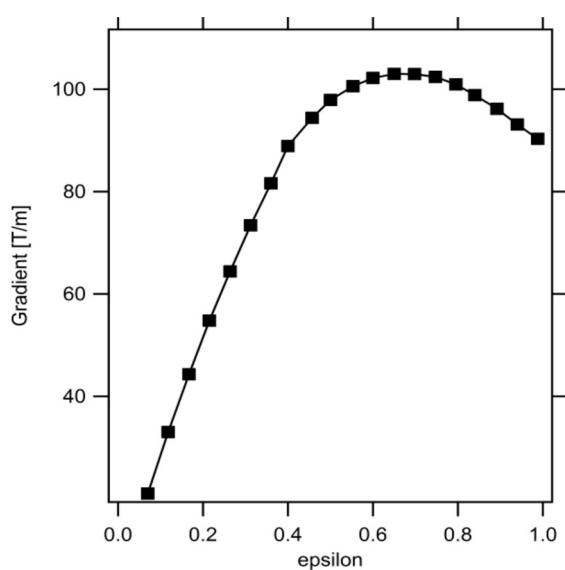
Figure 29 : Modèles RADIA 3D des structures hybrides

Comparées à la structure de Halbach, pour laquelle le volume d'aimant par unité de longueur est entièrement défini par les deux rayons R_1 et R_2 , les structures hybrides nécessitent une analyse dédiée dont un des objectifs est de définir plus précisément la géométrie. Plus particulièrement, on s'intéressera au positionnement des aimants par rapport aux pièces polaires et à la proportion du volume d'aimants par rapport à celle du matériau doux.

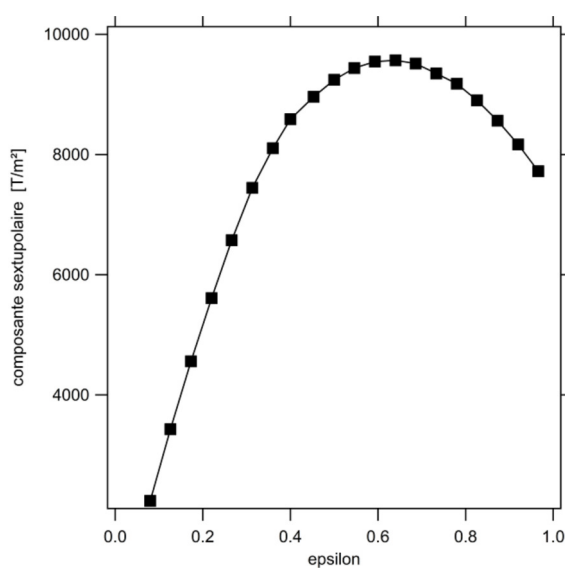
Tableau 6 : Paramètres des modèles du quadripôle et du sextupôle hybride.

Rayon intérieur	R_1	19	mm
Rayon extérieur	R_2	165	mm
Rayon de mesure	R_{mes}	13	mm
Induction rémanente	B_R	1.2	T

Les tracés de la Figure 31, ci-après, montrent que l'ICM atteint un maximum dans le domaine d'étude.



(a) Quadripôle hybride



(b) sextupôle hybride

Figure 31 : Evolution de la composante multipolaire des structures hybrides en fonction de ϵ

Il correspond à un taux de remplissage d'environ $\frac{2}{3}$ pour le quadripôle et le sextupôle hybride. La structure hybride optimale est donc composée de $\frac{2}{3}$ d'AP et de $\frac{1}{3}$ de matériau doux. Ces résultats sont proches de ceux obtenus pour les structures de Halbach avec l'ouverture angulaire des AP (Tableau 5).

La direction d'aimantation des AP des structures hybrides doit être perpendiculaire à la surface de contact avec le matériau doux comme c'est le cas pour le dipôle hybride de la Figure 30. En effet cela permet de maximiser le flux dirigé vers la surface du matériau doux. Pour les structures d'ordre supérieur, la direction d'aimantation idéale est représentée sur la figure 30 ci-après.

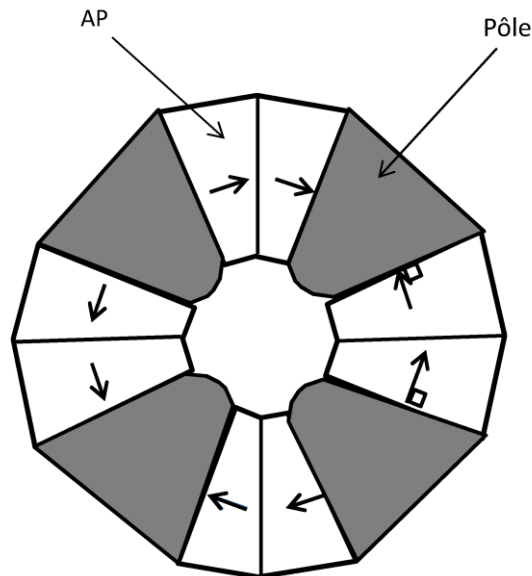


Figure 32 : Direction d'aimantation et formes idéale des AP d'un quadripôle hybride.

On constate que chaque bloc d'AP du quadripôle hybride de la Figure 30 est segmenté en deux parties afin d'obtenir une direction d'aimantation perpendiculaire à la surface de contact avec le matériau doux. La géométrie de chaque bloc d'AP est modifiée sur ses faces externes afin qu'elles soient parallèles à la direction d'aimantation. Cette action a pour effet d'annuler le flux dirigé vers ces faces des AP. Les pièces polaires en matériau doux des structures hybrides permettent de lisser les défauts des AP qui peuvent affecter l'homogénéité du champ dans l'entrefer.

2.4 Comparaison des performances des structures

Il est intéressant d'établir un classement des performances des différentes technologies d'aimants d'accélérateurs. Ce travail permettra de faire le choix de la structure la plus adaptée aux spécifications d'une application. Ces critères de performance seront :

- L'ICM pour un encombrement donné
- La sensibilité de la structure aux erreurs

Le premier critère de performance renseigne sur l'espace occupé par une structure. Le second permet de connaître les tolérances requises pour obtenir une certaine qualité de champ. Ces comparaisons sont effectuées en utilisant les modèles 3D d'aimants d'accélérateurs présentés précédemment.

2.4.1 Force du champ et compacité

La méthode d'étude est de faire varier le rayon extérieur (R_2) de la structure étudiée et de déterminer la valeur de l'ICM correspondante. Les modèles des différentes technologies sont réalisés avec les paramètres présentés par le Tableau 7.

Tableau 7 : Paramètres de simulation des structures

Rayon intérieur	R_1	19	mm
Rayon de mesure	R_{mes}	13	mm
Densité de courant	J	4 ou 5	A/mm ²
Type d'aimant permanent		NdFeB	
Induction rémanente	B_R	1.2	T

La Figure 33 présente la courbe d'aimantation $\mu_0 M(H)$ du matériau ferromagnétique fer ARMCO. Ce matériau est composé à 99.89 % de fer et d'un taux résiduel de carbone inférieur à 0.01 % afin d'obtenir une forte aimantation à saturation ainsi qu'une perméabilité élevée. La valeur de l'aimantation à saturation est de 2.15 T ce qui est une valeur élevée. Le choix des matériaux permet de simuler des structures d'aimants de hautes performances se rapprochant des structures réelles utilisées sur les accélérateurs de particules.

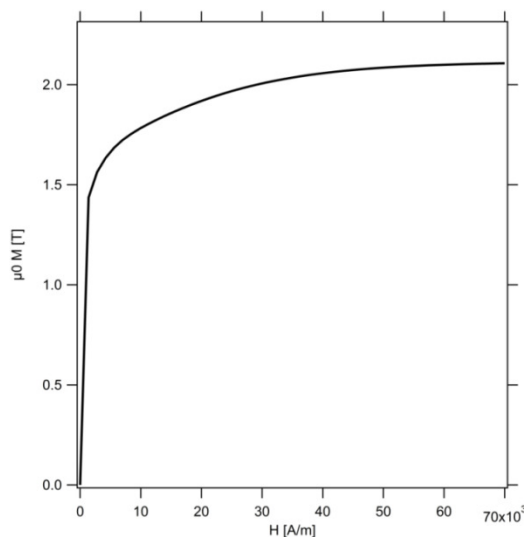


Figure 33 : Courbe de l'aimantation en fonction du champ du matériau doux fer ARMCO

Les figures suivantes (34 à 36) présentent l'évolution de l'ICM avec l'encombrement normalisé $\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$ de la structure, pour les différentes technologies d'aimants et ceux pour différents ordres multipolaires. Comme indiqué dans le tableau 4, le rayon de mesure de l'intensité de la CM est de 13 mm pour un rayon intérieur de 19 mm.

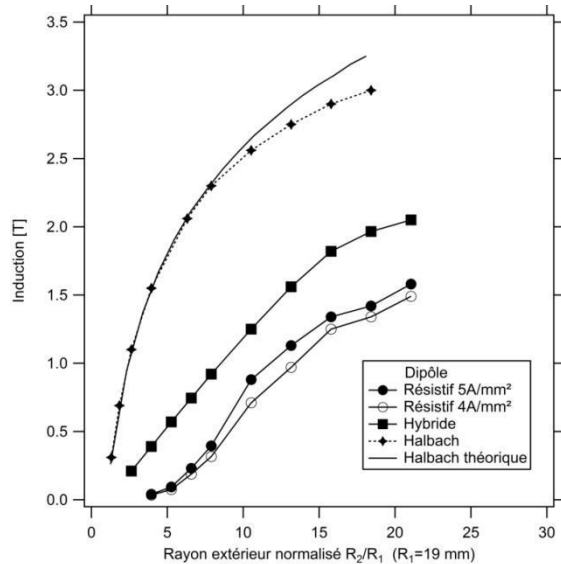


Figure 34 : Evolution de l'induction des dipôles en fonction du rayon extérieur normalisé

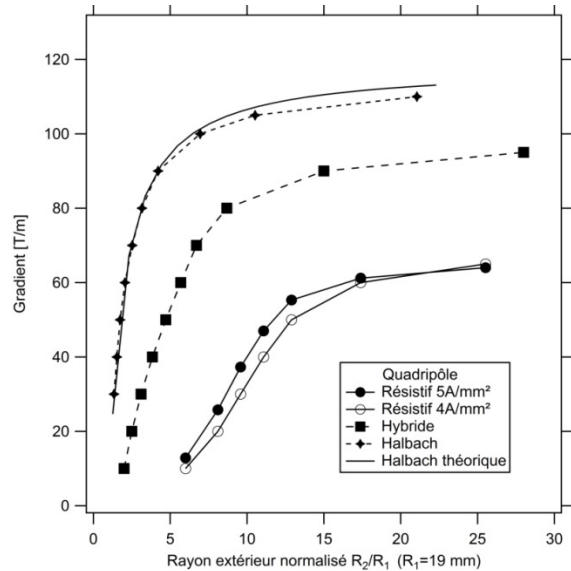


Figure 35 : Evolution du gradient des quadripôles en fonction du rayon extérieur normalisé

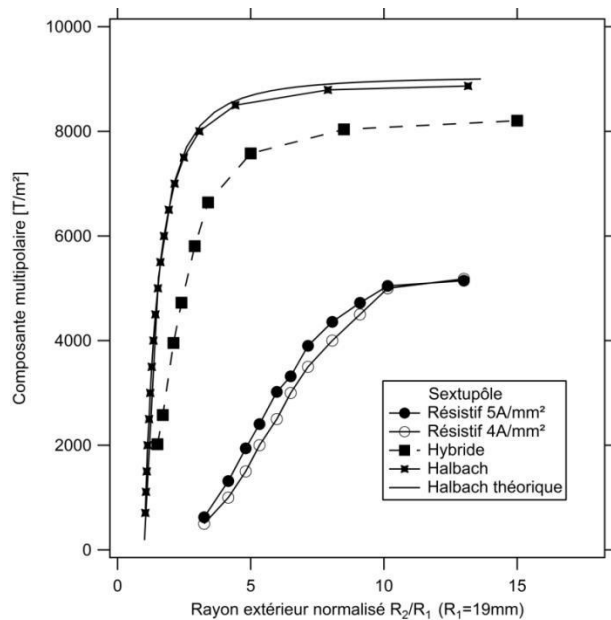


Figure 36 : Evolution de la composante sextupolaire en fonction du rayon extérieur normalisé

Ces simulations montrent que les structures de technologies à aimants permanents sont plus performantes que les structures de technologies résistives.

En effet quelque soit l'ordre multipolaire (dipôle, quadripôle et sextupôle), les structures de Halbach et hybride fournissent un champ plus élevé pour un encombrement donné par rapport à la structure résistive. Il est important de noter que cette différence (entre la technologie résistive et la technologie hybride) s'accroît lorsque l'ordre multipolaire croît (la quantité d'AP par rapport au fer croît avec l'ordre multipolaire pour la technologie hybride).

De plus les structures à aimants permanents atteignent un champ maximal plus important que la structure résistive. Cette différence provient du mécanisme de saturation des pôles ferromagnétiques de la structure résistive qui est sera décrit dans les paragraphes suivants.

Il ressort de cette analyse que la structure de Halbach est la plus performante comparée à la structure hybride. Cependant cette différence s'atténue lorsque l'ordre multipolaire croît. Il convient de noter également que la structure hybride considérée n'est pas optimisée. Par exemple il est possible d'accroître l'ICM avec le rapport des longueurs des AP et des pôles dans le sens radial ou bien encore en ajoutant des AP à l'arrière des pôles.

On remarque que les courbes analytiques et celles obtenues avec la simulation de la structure de Halbach sont quasiment identiques. La différence apparaissant après « le coude de saturation » est dû aux approximations de la formule analytique. Cette dernière ne prend pas en compte la perméabilité des AP ; et de ce fait, elles ignorent l'effet du champ démagnétisant dans les AP tendant à réduire l'aimantation.

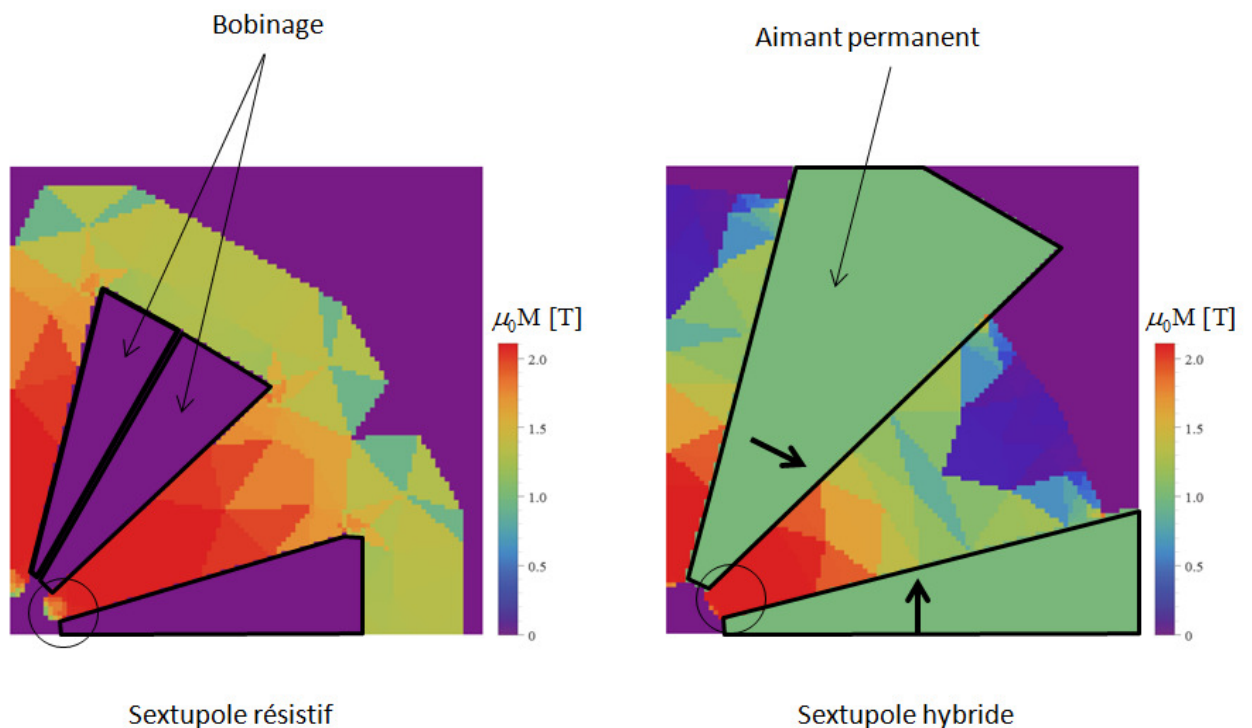


Figure 37 : Exemple de simulations mettant en évidence la saturation des pôles des structures résistive et hybride. Les matériaux ferromagnétiques des modèles sont identiques (fer ARMCO). La densité de courant est de 5 A/mm^2 et l'induction rémanente des AP est de 1.1 T .

La Figure 37 présente la cartographie du module de l'aimantation dans les structures résistives et hybrides étudiées. Dans les deux cas on observe une forte saturation du pôle associée à une distribution sensiblement différente des deux cas. A l'extrémité du pôle, le niveau de saturation est

plus important avec la structure à AP. En effet, dans cette zone, le champ d'excitation magnétique produit par les AP est nettement supérieur à celui généré par la structure résistive. La Figure 38 présente l'évolution du module de l'aimantation dans les pôles des deux structures. Cette évolution est tracée dans l'axe radial des pôles, de l'extrémité proche de l'entrefer à l'autre extrémité.

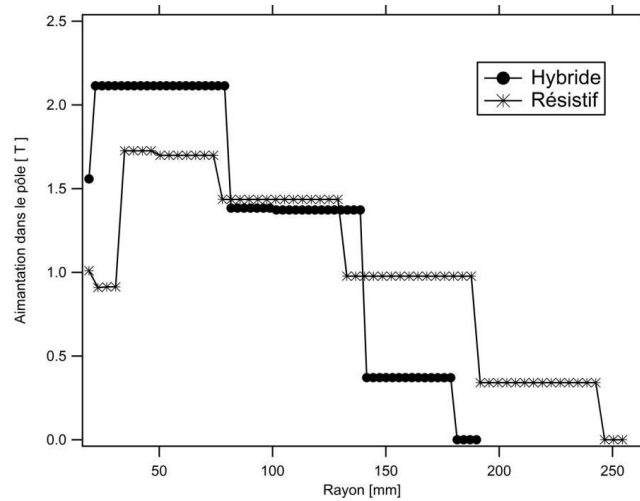


Figure 38 : Evolution de l'aimantation dans les pôles.

Les sauts de paliers sur les courbes de la figure ci-dessus sont dus au maillage des modèles 3D des structures. Le volume d'aimants détermine une majeure partie du coût d'une structure qui l'utilise. C'est pourquoi, comparer le volume d'aimants nécessaire pour une ICM donnée, pour la structure de Halbach et la structure hybride présente un intérêt. La Figure 39 montre l'évolution du rapport entre le volume d'AP de la structure hybride et le volume d'AP de la structure de Halbach, à un gradient donné. Un résultat similaire est obtenu pour les autres ordres multipolaires.

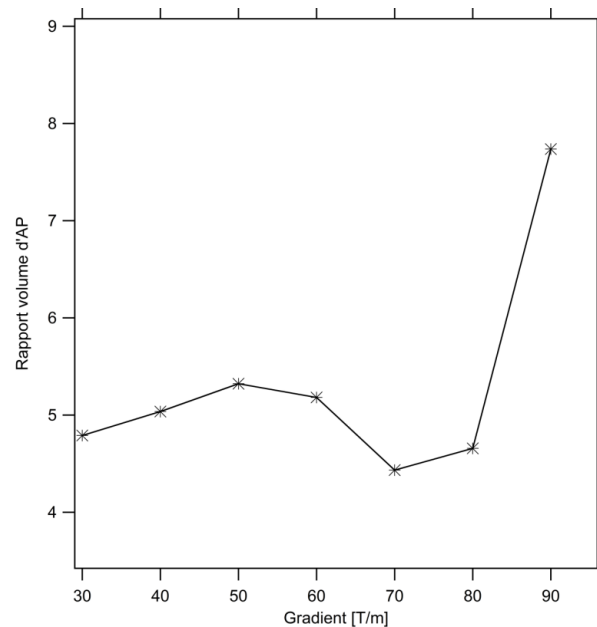


Figure 39 : Rapport du volume d'AP entre la structure hybride et de la structure de Halbach à gradient donné.

A valeur d'ICM donnée, la structure de Halbach nécessite en moyenne 5 fois moins de volume d'AP que la structure hybride. Cette différence s'accroît au fur et à mesure que l'ICM à fournir devient importante.

Les conclusions de cette étude montrent :

- Que les structures à AP sont plus performantes que les structures résistives sur le critère d'ICM pour un encombrement donné.
- Que les structures de Halbach et les structures hybrides fournissent en moyenne deux fois plus de champ que les structures résistives à un encombrement donné.
- Que les structures à aimants permanents atteignent un champ maximal supérieur par rapport à celui de la structure résistive lors de la saturation.

Cependant, afin de généraliser les résultats de cette étude comparative des performances des structures, il est nécessaire de réaliser la même étude pour différents rayons intérieurs. Ceci revient à appliquer un facteur d'échelle sur le rayon intérieur et le rayon extérieur de la structure étudiée. Une analyse préliminaire peut être réalisée sur les modèles analytiques des aimants afin de déterminer l'effet du facteur d'échelle sur l'évolution de l'ICM.

Pour cela, nous utilisons l'expression (47) rappelée ci-dessous, donnant l'ICM d'une structure résistive dans la zone linéaire (sans saturation) :

$$I_{CM} = \frac{N\mu_0 NI}{R_1^N}$$

En supposant que le rayon intérieur R_1 est négligeable par rapport au rayon extérieur R_2 , et en écrivant $NI = J \cdot W$, où J est la densité de courant et W la surface occupée par le bobinage électrique ($W = \alpha R_2^2$), l'expression précédente devient :

$$I_{CM} = \frac{N\mu_0 J \alpha R_2^2}{R_1^N}, \quad (60)$$

où α est le rapport de la surface du bobinage sur la surface totale occupée par la structure (R_2^2). En multipliant les dimensions R_1 et R_2 par un facteur d'échelle K , l'expression (60) devient :

$$I_{CM} \propto K^{2-N}. \quad (61)$$

A la saturation des pôles ferromagnétiques l'expression de l'ICM de la structure résistive est :

$$I_{CM_{\max}} = \frac{\lambda B_{sat}}{R_1^{N-1}} \quad (62)$$

où B_{sat} est l'induction à saturation du matériau ferromagnétique des pôles. λ est un facteur modélisant la limitation de l'aimantation de l'extrémité des pôles.

En multipliant R_1 par le facteur d'échelle K , l'expression (62) devient :

$$I_{CM_{\max}} \propto \frac{1}{K^{N-1}} \quad (63)$$

L'expression (63) est aussi valide lors de la saturation de la structure hybride due à ses pôles ferromagnétiques.

Pour déterminer l'effet du facteur d'échelle sur les performances de la structure de Halbach, nous utilisons l'expression (64) déduite de l'expression de l'induction complexe d'un multipôle de Halbach (52) :

$$I_{CM} = B_R \frac{N}{N-1} \frac{1}{R_1^{N-1}} \left(1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{N-1} \right) \quad (64)$$

De la même manière que précédemment, nous multiplions les dimensions R_1 et R_2 par le facteur d'échelle K , l'expression (64) devient :

$$I_{CM} \propto \frac{1}{K^{N-1}} \quad (65)$$

L'expression (65) est également valable pour la structure hybride dans la zone linéaire.

Il ressort de cette analyse que la structure résistive est plus performante pour des grandes dimensions (61) alors que les structures à APs sont plus performantes pour des petites dimensions (65). De plus, on constate que le facteur d'échelle a le même effet sur l'ICM maximale atteinte par les différentes technologies (63) et (65).

Afin de valider ces résultats analytiques, des simulations sont effectuées avec les modèles des aimants pour différents rayon intérieur et ceux pour des quadripôles résistifs et hybride. La Figure 40 et la Figure 41 présentent les résultats de ces simulations.

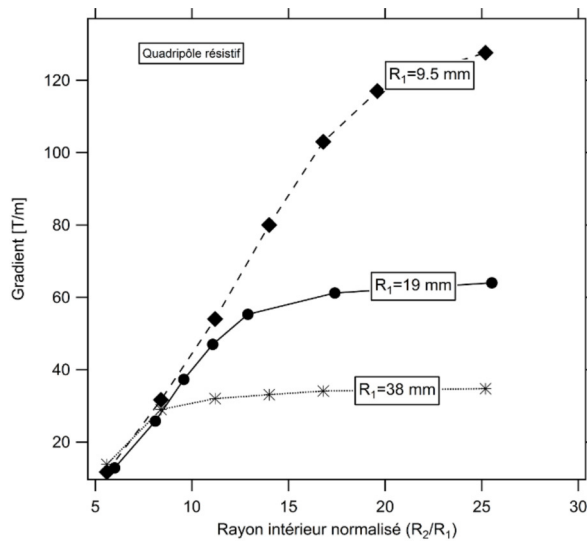


Figure 40 : Evolution du gradient d'un quadripôle résistif pour différents rayons intérieurs

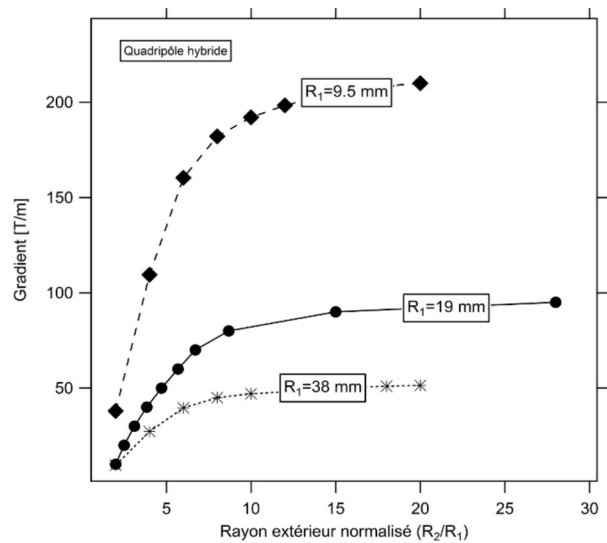


Figure 41 : Evolution du gradient d'un quadripôle hybride pour différents rayons intérieurs

L'évolution du gradient dans la zone linéaire du quadripôle résistif (figure 38) est identique quelque soit le rayon intérieur ; cela est en concordance avec l'expression (61). Lors de la saturation, le gradient atteint correspond à l'expression (63), pour différents rayons intérieurs. Ces résultats valent aussi pour le quadripôle hybride (figure 39) : les évolutions du gradient concordent avec les expressions (65) et (63).

2.4.2 Qualité de champ

D'une part, la qualité de champ d'une structure est dictée par la coupure du profil idéal des pôles faisant intervenir des harmoniques dits systématiques. D'autre part, l'asymétrie d'une structure, due à l'arrangement de ses éléments, peut également apporter des harmoniques systématiques. Ces erreurs sont prédictibles grâce à des simulations numériques d'un modèle. Elles peuvent également être corrigées avec une modification du profil des pôles. Cependant des erreurs aléatoires, telles que les erreurs mécaniques lors de l'assemblage, les erreurs d'usinage du profil des pôles et les imperfections des matériaux, font intervenir un contenu harmonique supplémentaire affectant la qualité du champ.

L'objectif de cette étude est de comparer la sensibilité des différentes technologies d'aimants à ces erreurs aléatoires. L'on pourra ainsi dégager les tolérances nécessaires à l'obtention d'une qualité de champ spécifiée pour chaque technologie d'aimants. Le caractère aléatoire de ces erreurs implique une étude statistique. Pour cela, des erreurs aléatoires à moyenne nulle et de distribution gaussienne sont appliquées aux caractéristiques des modèles 2D (ce modèle 2D ne fait pas intervenir les harmoniques introduits par les effets de bord). Pour chaque plage d'erreur donnée, 40 simulations sont effectuées afin de calculer la somme quadratique des écarts-types des harmoniques. Cette étude de sensibilité est réalisée sur des quadripôles.

2.4.2.1 Etude de sensibilité de la structure de Halbach

L'étude de sensibilité de la structure de Halbach est basée sur le modèle analytique 2D des AP. La modélisation 2D des AP est présentée dans l'**annexe 1**. Le modèle du quadripôle de Halbach composé de 16 blocs d'AP est présenté par la Figure 42 et ses caractéristiques sont indiquées dans le Tableau 8.

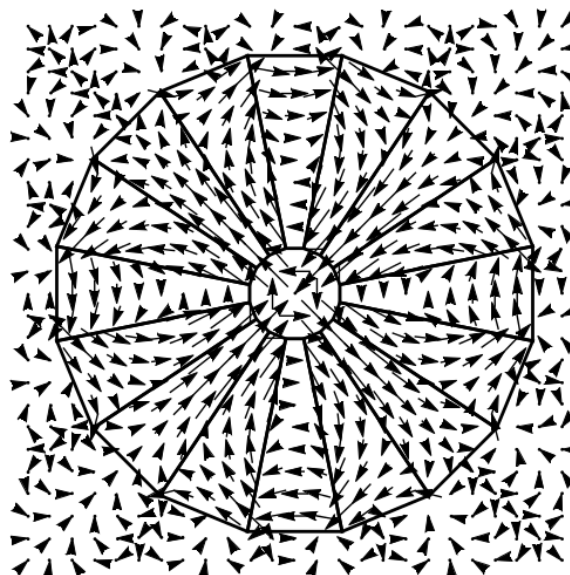


Figure 42 : Simulation du modèle analytique 2D du quadripôle de Halbach (logiciel Mathematica). Les vecteurs représentés sur la figure correspondent aux lignes de champ.

Tableau 8 : Caractéristiques du modèle 2D de la structure de Halbach

Rayon intérieur	R_1	mm	12
Rayon extérieur	R_2	mm	100
Rayon de mesure	R_{mes}	mm	7
Induction rémanente	B_R	T	1

2.4.2.1.1 Erreurs magnétiques

Les erreurs magnétiques sont dues aux imperfections des AP ; elles entraînent une dispersion des caractéristiques des AP par rapport aux caractéristiques idéales. Ces imperfections concernent l'angle d'aimantation et la valeur de l'aimantation rémanente. L'impact de ces erreurs magnétiques sur le contenu harmonique du quadripôle de Halbach est présenté par la Figure 41.

Les erreurs magnétiques appliquées sur le modèle sont données en pourcent par rapport à la caractéristique idéale des AP.

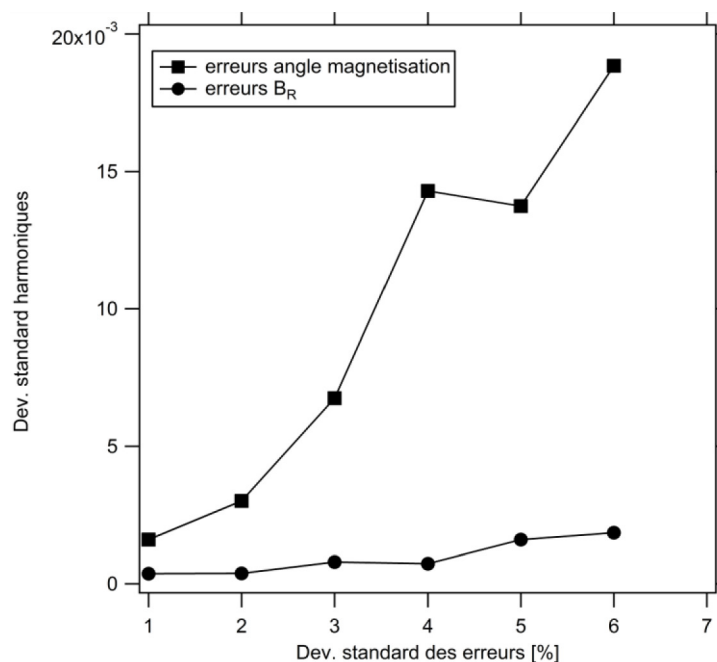


Figure 43 : Sensibilité aux erreurs magnétique de la structure de Halbach

Il apparait que la sensibilité de la structure de Halbach aux erreurs d'angle d'aimantation est plus élevée, comparée à celle liée aux erreurs d'induction rémanente. On observe que le contenu harmonique croît de manière quasi-linéaire avec les erreurs. Les pentes de ces courbes sont données dans le Tableau 9.

2.4.2.1.2 Erreurs mécaniques

La seconde source d'erreurs est constituée par les erreurs mécaniques. Ces dernières proviennent des imperfections lors de l'assemblage. La Figure 44 présente le modèle 2D simulant ces erreurs. Les blocs d'AP sont déplacés aléatoirement aussi bien dans le plan radial que tangentiel.

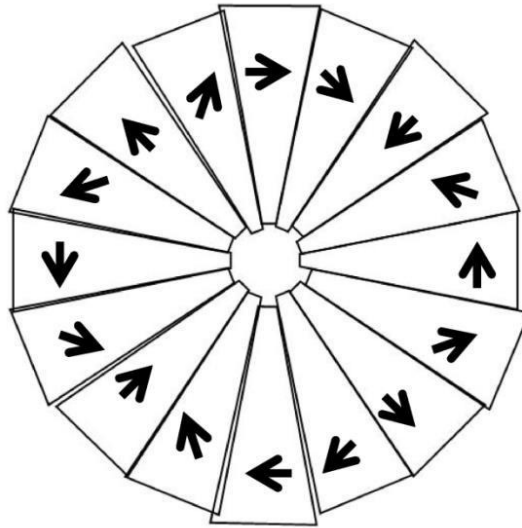


Figure 44 : Simulation des erreurs d'assemblage du quadripôle de Halbach

Ces erreurs affectent le contenu harmonique du quadripôle de Halbach. La figure ci-dessous en rend compte.

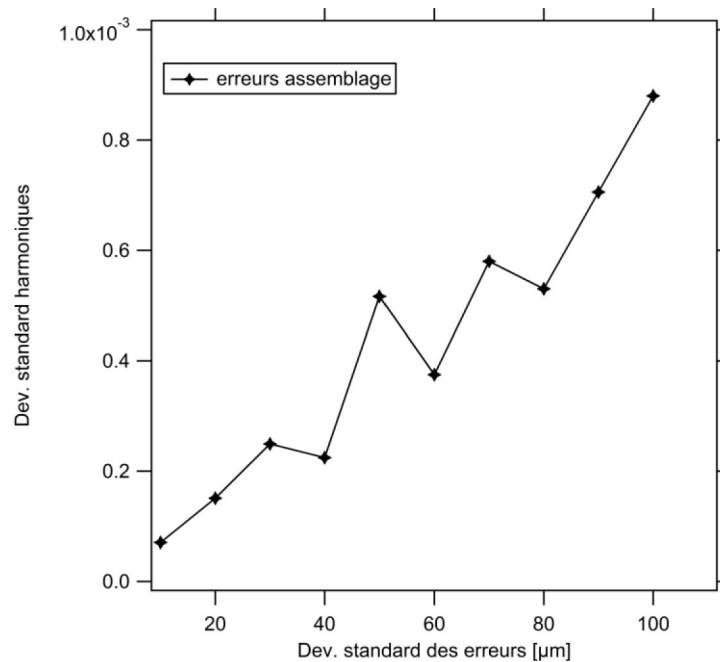


Figure 45 : Sensibilité aux erreurs d'assemblage de la structure de Halbach

2.4.2.1.3 Discussion

L'étude de sensibilité aux erreurs de la structure de Halbach montre que l'erreur d'angle d'aimantation a un impact plus important sur la qualité du champ par rapport aux autres sources d'erreurs. L'évolution quasi linéaire du contenu harmonique avec les erreurs permet de déduire des courbes, des coefficients de sensibilité. La sensibilité de la structure de Halbach peut être exprimée sous la forme suivante :

$$\sigma_{\text{harmonique}} = \sqrt{(k_{B_R} \sigma_{B_R})^2 + (k_{\theta} \sigma_{\theta})^2 + (k_{\text{Ass}} \sigma_{\text{Ass}})^2}, \quad (66)$$

où $k_{B_R}, k_{\theta}, k_{\text{Ass}}$ sont les coefficients de sensibilité aux erreurs et $\sigma_{B_R}, \sigma_{\theta}, \sigma_{\text{Ass}}$ sont les déviations standard des erreurs.

Tableau 9 : Coefficients de sensibilité aux erreurs de la structure de Halbach

Type d'erreurs	Coefficient	Valeur	Unité
B_R	k_{B_R}	$3.1 \cdot 10^{-4}$	1 / %
Angle	k_{θ}	$3.6 \cdot 10^{-3}$	1 / °
Assemblage	k_{Ass}	$8.2 \cdot 10^{-6}$	1 / μm

2.4.2.2 Etude de sensibilité de la structure hybride

Comparée à la structure de Halbach, la structure hybride possède des pièces ferromagnétiques en plus des AP. La fonction de ces pièces est de canaliser la majeure partie du flux des AP dans l'entrefer. Pour cela, ces pièces doivent posséder un champ à saturation le plus élevé possible.

Le modèle du quadripôle hybride de la Figure 29 est utilisé pour cette étude de sensibilité. Les erreurs magnétiques sont liées aux imperfections des AP. Les erreurs mécaniques proviennent des imperfections sur le profil des pôles et des erreurs de positionnement des pôles dans le plan horizontal et vertical.

Les résultats de l'étude de sensibilité aux erreurs mécaniques de la structure hybride sont aussi valables pour la structure résistive dans la mesure où ces deux technologies possèdent des pôles identiques, suivant l'ordre multipolaire.

La Figure 46 et la Figure 47 rendent compte des résultats de ces simulations.

On constate que la structure hybride est plus sensible aux erreurs mécaniques qu'aux erreurs magnétiques. Ce résultat montre l'intérêt de l'utilisation des pôles ferromagnétiques qui a pour effet de lisser les erreurs dues aux imperfections des AP.

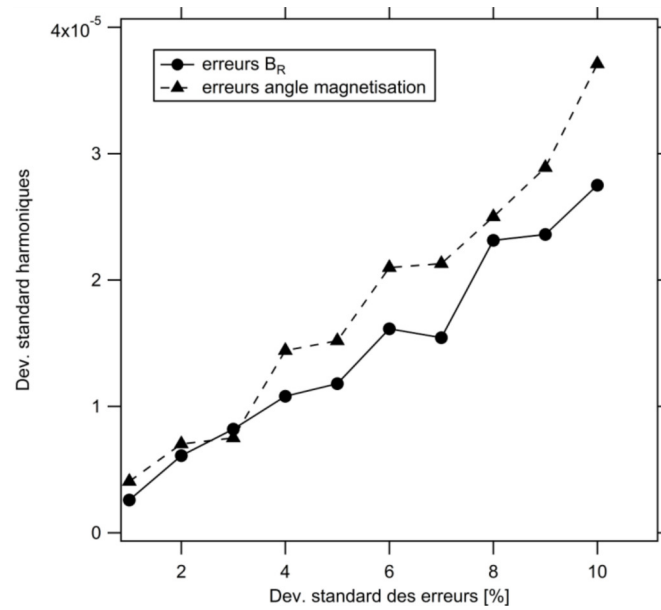


Figure 46 : Sensibilité aux erreurs magnétiques de la structure hybride

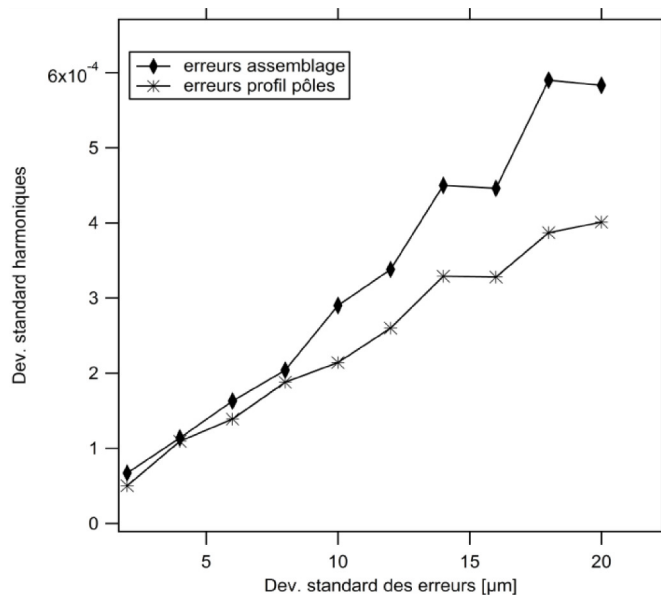


Figure 47 : Sensibilité aux erreurs mécaniques de la structure hybride

Les coefficients de sensibilité aux erreurs sont déduits de ces courbes et présentés dans le Tableau 10 ci-après.

Tableau 10 : Coefficients de sensibilité aux erreurs de la structure hybride

Type d'erreurs	Coefficient	Valeur	Unité
B_R	k_{B_R}	$2.7 \cdot 10^{-6}$	1 / %
Angle	k_0	$1 \cdot 10^{-6}$	1 / °
Assemblage	k_{Ass}	$3.1 \cdot 10^{-5}$	1 / μm
Profil des pôles	k_{profil}	$2 \cdot 10^{-5}$	1 / μm

2.4.2.3 Bilan de l'étude de sensibilité

L'étude de sensibilité aux erreurs des différentes technologies d'aimants a permis de déterminer les coefficients de sensibilité des structures. A partir de ces données, nous pouvons prévoir les tolérances requises pour obtenir une certaine qualité de champ. Par exemple, pour un contenu harmonique fixé à 10^{-3} , le Tableau 11 présente les tolérances nécessaires pour chaque technologie d'aimant. Nous admettrons que les erreurs dont l'impact sur le contenu harmonique est faible sont négligées.

Tableau 11 : Tolérances des erreurs pour un contenu harmonique de 10^{-3}

Tolérances erreur	Halbach	Hybride	Résistive
Angle [°]	0.15	*	*
B_r [%]	1.7	*	*
Assemblage [μm]	70	25	25
Profil pôle [μm]	*	45	45

(* Tolérances d'erreurs négligeables par rapport aux tolérances usuelles)

Le Tableau 11 montre que la tolérance d'erreur d'angle d'aimantation de la structure de Halbach est sévère. Ceci conduirait à un coût prohibitif des AP. La structure hybride et la structure résistive ont les mêmes tolérances d'erreurs et d'assemblage. Cependant la technologie résistive est la moins sensible, car les erreurs d'assemblage sont mieux maîtrisées, en raison du fait que la structure possède un nombre plus faible de pièces.

CONCLUSION

L'étude comparative des performances a été menée sur les structures de technologie résistive et à AP (Halbach et Hybrides). Les critères de performance sont l'ICM pour un encombrement donné et la sensibilité aux erreurs. En termes d'ICM à encombrement donné, les technologies à AP (Halbach et hybride) sont les plus performantes, comparées à la structure résistive. De plus elles permettent d'obtenir dans l'entrefer, une ICM maximale plus élevée que celle obtenue avec la technologie résistive. Cependant, l'étude de sensibilité aux erreurs montre que la technologie résistive et la technologie hybride sont moins sensibles aux erreurs que la structure de Halbach, en conduisant à des tolérances acceptables. De ce fait et, pour une application où la compacité de la structure est primordiale, la structure de Halbach est le meilleur choix. Lorsque la qualité du champ est le critère prépondérant, la structure résistive est la plus adaptée car ses tolérances de réalisation sont moins sévères. La structure hybride apporte un compromis entre ces deux critères de performance, c'est à dire pour des applications où la force et la qualité du champ sont nécessaires. De plus, nous pouvons ajouter que les technologies à AP ne nécessitent pas d'apport d'énergie électrique, contrairement à la technologie résistive. Cette caractéristique peut être un atout décisif lorsque le coût de fonctionnement des structures constitue un critère important.

CHAPITRE 3

DIMENSIONNEMENT DU QUADRIPOLE HYBRIDE

3 Dimensionnement du quadripôle hybride

La nouvelle maille de l'accélérateur de l'ESRF présentée précédemment nécessite des quadripôles à gradient élevé de l'ordre de 90 T/m. Pour obtenir ce gradient, le rayon de gorge des aimants est réduit à 12.5 mm. En raison d'un temps de recherche et développement limité, la technologie résistive dite conventionnelle a été choisie pour réaliser ces quadripôles. Cependant le choix de cette technologie conduit à une structure moins compacte que les structures à AP. La faible variation du gradient ($\pm 5\%$) requis pour ces aimants, serait compatible avec les technologies à AP en intégrant par exemple des bobinages sur la structure. De plus la possibilité de fonctionner sans source d'énergie, offerte par cette technologie ainsi que la compacité de la structure obtenue sont des critères importants pour les futurs accélérateurs. Dans le travail suivant, nous proposons une étude de faisabilité d'une structure à AP suivant les spécifications du quadripôle à fort gradient.

3.1 Cahier des charges

Les spécifications magnétiques et mécaniques du quadripôle sont présentées dans le Tableau 12 :

Tableau 12 : Spécification des quadripôles à fort gradient

Gradient	85	T/m
Rayon de gorge	12	mm
Homogénéité du gradient	$\frac{\Delta G}{G_0} \leq 10^{-3}$	
Rayons des demi-axes de la zone de bon champ (GFR)	Horizontal : 7 Vertical : 5	mm
Longueur	226	mm
Ouverture verticale	10	mm

Un aspect important de ces spécifications est l'ouverture verticale entre les pôles. Elle permet l'insertion de chambre à vide pour le transport du rayonnement synchrotron. Cette caractéristique est spécifique aux accélérateurs produisant de la lumière synchrotron.

Cependant, cette ouverture est contraignante, car elle oblige une troncature sévère du profil des pôles. Cela introduit un contenu harmonique systématique élevé. La valeur réduite du cercle de gorge est aussi une caractéristique contraignante, car les erreurs mécaniques (positionnement des pôles, erreurs de profil) auront un impact plus important sur la qualité du champ. Cette dernière caractéristique conduit à des tolérances de réalisation plus sévères.

Au regard de ces considérations, nous choisissons de réaliser ce quadripôle avec la technologie hybride (AP+fer). En effet, comparée à la structure de Halbach, la structure hybride permettra

d'obtenir plus simplement une ouverture verticale. Dans le cas de la structure de Halbach, cela nécessite la suppression d'un ou plusieurs blocs d'AP, entraînant ainsi la dégradation de l'homogénéité ainsi qu'une structure complexe.

De plus, d'après l'étude de sensibilité, la structure hybride est moins sensible aux erreurs des AP que la structure de Halbach. Le coût des AP sera plus réduit.

3.2 Définition de la structure hybride

Le point de départ de la définition de la géométrie de la structure hybride est la structure circulaire (Figure 29), utilisée pour la comparaison des performances.

Des modifications sont nécessaires afin de respecter les spécifications et obtenir une structure plus simple. La première modification est de réaliser l'ouverture verticale pour le passage des rayons-X. Cela amène à créer une ouverture dans les AP des plans transverses comme le montre la Figure 48.

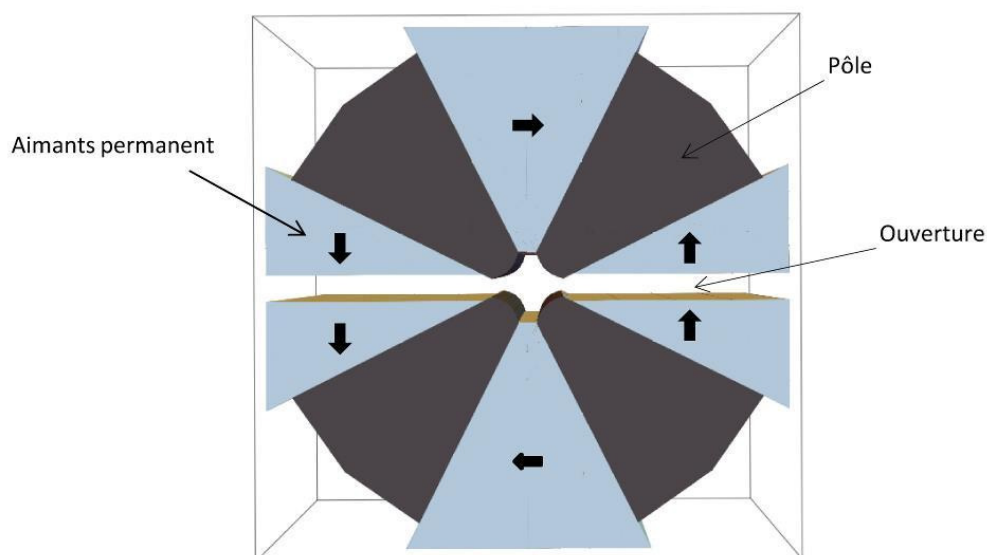


Figure 48 : Structure du quadripôle hybride avec une ouverture

L'ouverture créée à travers les AP dans les plans transverses augmente la complexité de réalisation de cette structure.

Car, elle nécessite une culasse pouvant maintenir ces demi-blocs d'AP dans leurs positions (attraction des demi-blocs). De plus, cette modification entraîne une baisse de l'efficacité de ces AP due à l'entrefer introduit par l'ouverture. La géométrie triangulaire des AP de cette structure est plus complexe qu'une géométrie rectangulaire ; un impact sur le coût des AP est évident.

Pour toutes ces considérations, la géométrie que nous proposons est présentée dans la figure ci-dessous.

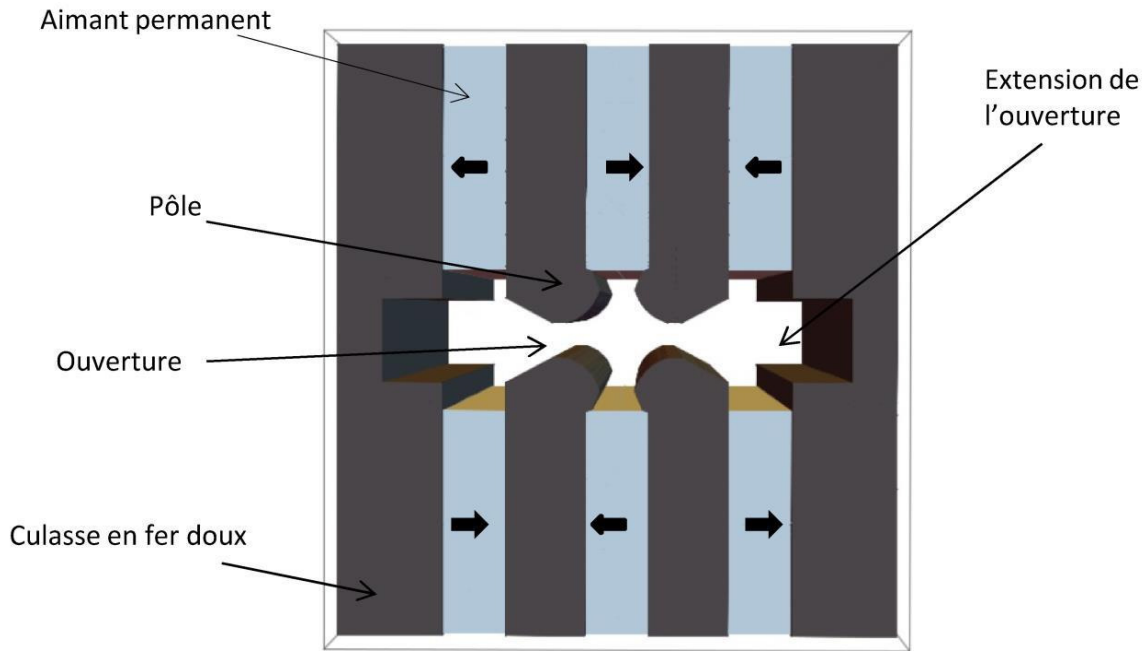


Figure 49 : Géométrie du quadripôle hybride de type "H".

Cette structure a l'avantage d'être simple.

Elle est composée de blocs d'AP de géométrie parallélépipédiques et de dimensions identiques. Les pièces ferromagnétiques possèdent des géométries simples à réaliser. Nous pouvons remarquer que sa configuration en « H » est similaire à celle des onduleurs hybrides.

Les pièces ferromagnétiques externes permettent de boucler le flux pour accroître les performances de la structure et servent de culasse. Cette structure dispose d'une large ouverture dans le plan horizontal pour faciliter l'insertion de la chambre de transport des rayons-X. De plus une extension de cette ouverture est possible comme le montre la Figure 49. Cependant la troncature des pôles pour la création de l'ouverture verticale introduit des harmoniques systématiques d'ordres impairs

($n = 6, 10, 14 \dots$).

Par ailleurs, la distribution non homogène du flux dans les pôles en fait une structure asymétrique. En effet, chaque pôle reçoit sur une partie de sa surface, le flux fourni par un ou deux blocs d'AP. Cette configuration asymétrique de la structure introduit des harmoniques systématiques d'ordres paires

($n = 4, 8, 12 \dots$). Ces contenus harmoniques systématiques pourront être réduits grâce à une optimisation du profil des pôles.

3.3 Dimensionnement géométrique

3.3.1 Etude analytique

Les caractéristiques géométriques des pièces ferromagnétiques et des aimants permanents du quadripôle doivent à présent être déterminées.

En plus de ceux imposés par le cahier des charges, ces paramètres agissent sur le gradient ainsi que sur la qualité du gradient de la structure. Des simulations numériques utilisant un modèle 3D sont nécessaires pour dimensionner ces paramètres avec précision. Toutefois une étude analytique 2D, basée sur un modèle physique simplifié, est utile pour connaître les ordres de grandeurs de ces paramètres. Ainsi, les résultats de cette étude analytique serviront de point de départ pour les simulations.

Le modèle physique est obtenu avec le théorème d'Ampère et le principe de conservation du flux. Le matériau ferromagnétique est supposé homogène, à perméabilité infinie. Ces hypothèses conduisent généralement à un résultat analytique éloigné du résultat réel. Parce que la saturation des matériaux ferromagnétiques entraîne des champs de fuite. Pour remédier à cet inconvénient, G.Tosin [30] a proposé un modèle analytique 2D, incluant les champs de fuite apparaissant avec la saturation. Cela signifie qu'une partie du flux fourni par la source (bobinage résistif ou AP) ne traverse pas la zone utile (entrefer), ce qui conduit à une réduction de l'ICM.

L'étude analytique suivante est basée sur ce modèle. La Figure 50 présente un quart de la structure du quadripôle hybride avec les variables caractéristiques du modèle 2D.

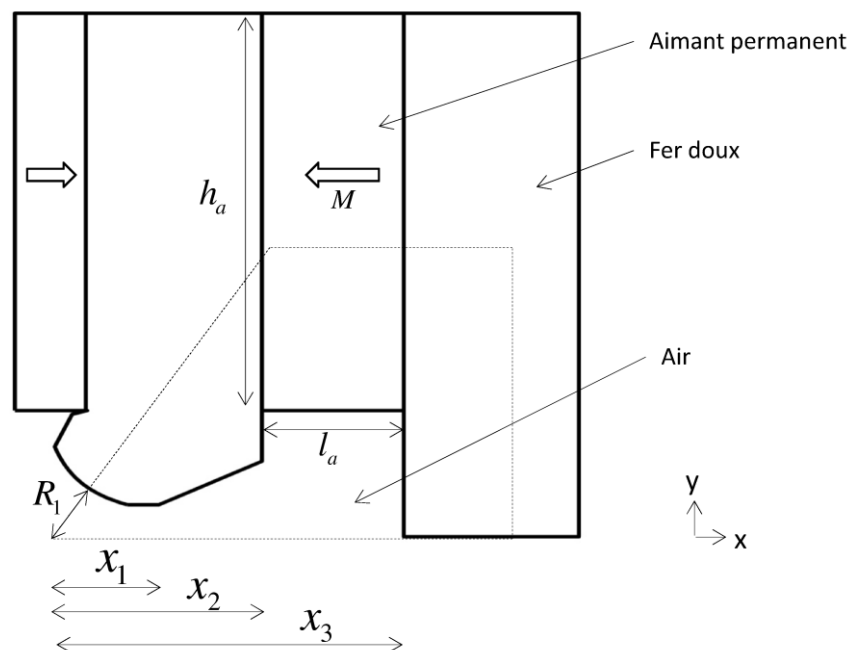


Figure 50: Quart de la structure du quadripôle hybride avec les paramètres de dimensionnement.

M est l'aimantation des AP de la structure. Les résultats obtenus par Tosin sont rappelés dans le développement suivant. L'application du théorème d'Ampère sur le contour fermé en pointillé sur cette figure donne :

$$\frac{1}{\mu_0} \int_0^{R_1} B_e \cdot dl + \frac{1}{\mu} \int_{fer} B_{fer} \cdot dl + \int_0^{l_a} \left(\frac{1}{\mu_0} B_a - M \right) \cdot dl = 0 \quad (67)$$

La première intégrale est définie dans l'entrefer de perméabilité μ_0 et de rayon R_1 , tandis que la seconde est définie dans les pièces en matériau doux de perméabilité μ supposée infinie. La troisième intégrale est calculée dans l'AP dont le champ magnétique H_a dépend de son induction B_a et de son aimantation M , supposée homogène dans le matériau. L'intégrale sur le contour de longueur x_3 est nulle car les lignes de champs sont perpendiculaires à celui-ci.

Le champ dans l'entrefer est défini par :

$$B_e = G \cdot r \quad (68)$$

Où G est le gradient, et r la position dans l'entrefer. D'après les hypothèses énoncées, l'équation (67) devient :

$$\frac{G \cdot R_1^2}{2} + B_a l_a = \mu_0 M \cdot l_a \quad (69)$$

Où l'induction rémanente des aimants permanents est donnée par $B_r = \mu_0 M$.

En appliquant le théorème de conservation de flux, l'expression de l'induction magnétique B_a de l'AP est déduite. En effet, le flux total sortant de l'aimant permanent est égal à celui dans l'entrefer et dans l'air :

$$B_a h_a = \int_0^{x_1} B_{y1}(x) \cdot dx + \int_{x_1}^{x_3} B_{y2}(x) \cdot dx \quad (70)$$

Où $B_{y1}(x)$ est l'induction dans l'entrefer et $B_{y2}(x)$ est l'induction dans l'air, modélisant les champs de fuite dans la zone délimitée par x_1 et x_3 dont l'expression proposée est :

$$B_{y2}(x) = K_1 + \frac{K_2}{x}, \quad (71)$$

où K_1 et K_2 sont des constantes. L'expression de l'induction dans l'entrefer $B_{y1}(x)$ est :

$$B_{y1}(x) = G \cdot x \quad (72)$$

Les conditions aux limites de l'équation (71) sont :

$$B_{y2}(x_1) = G \cdot x_1 \quad (73)$$

$$B_{y2}(x_3)=0 \quad (74)$$

On en déduit l'expression des constantes K_1 et K_2 de l'équation (71) :

$$K_1 = \frac{Gx_1^2}{x_1 - x_3} \quad (75)$$

$$K_2 = -\frac{Gx_1^2 x_3}{x_1 - x_3} \quad (76)$$

L'expression de l'induction de l'aimant permanent est déduite :

$$B_a = -\frac{Gx_1^2}{h_a} \left(\frac{1}{2} + \frac{x_3}{x_1 - x_3} \ln\left(\frac{x_3}{x_1}\right) \right) \quad (77)$$

En substituant l'équation (77) dans l'équation (69) l'expression du gradient, en fonction de la géométrie de la structure est [30] :

$$G = \frac{B_r l_a}{\frac{R^2}{2} - \frac{x_1^2 l_a}{h_a} \left(\frac{1}{2} + \frac{x_3}{x_1 - x_3} \ln\left(\frac{x_3}{x_1}\right) \right)} \quad (78)$$

L'expression (78) permet de déterminer le gradient ou une dimension des aimants permanents, à partir de la connaissance des autres variables de l'expression. Dans notre cas, le gradient et le rayon de l'entrefer sont donnés par le cahier des charges. La valeur de l'ouverture verticale entre les pôles permet de déduire la longueur $x_1 = 18.25$ mm. La longueur x_3 est la somme de la longueur x_1 (profil du pôle) avec la longueur $x_2 - x_1$ qui est le coude du pôle et avec l_a , la largeur de l'AP.

L'expérience montre qu'un choix de la longueur du coude du pôle proche de la longueur x_1 , permet de limiter la saturation du pôle. La largeur des AP l_a est déduite de l'équation (78) puis remplacée dans l'expression du volume unitaire des AP qui est le produit entre l_a et h_a . En calculant la dérivée de l'expression du volume unitaire par rapport aux dimensions des AP, nous en déduisons les dimensions optimales minimisant le volume d'AP [31] :

$$l_a = \frac{GR^2}{B_r} \quad (79)$$

$$h_a = \frac{Gx_1^2}{B_r} \left(\frac{2x_3}{x_3 - x_1} \ln\left(\frac{x_3}{x_1}\right) - 1 \right) \quad (80)$$

Nous avons ainsi obtenu deux expressions indépendantes des dimensions des AP. A partir du gradient spécifié à 85 T/m et une induction rémanente des AP B_r fixée à 1.1 T, les dimensions optimales des AP et les paramètres du quadripôle sont présentés dans le Tableau 13.

Tableau 13 : Résultats analytiques pour le dimensionnement du quadripôle hybride

x_1	18	mm
x_3	50	mm
l_a	11.1	mm
h_a	54.9	mm

Des simulations numériques ont été effectuées avec le modèle 3D du quadripôle hybride et les paramètres donnés dans le Tableau 13. Le gradient au centre du quadripôle obtenu par la simulation est :

$$G_{sim} = 71.2 \text{ T/m}$$

Le gradient du modèle numérique est inférieur de 16 % par rapport à celui du modèle analytique. Le gradient obtenu avec le modèle analytique est donc surestimé. Cette différence provient principalement de la saturation des pôles ; elle n'est pas prise en compte dans le modèle (la perméabilité des matériaux ferromagnétiques est supposé infinie). A cela s'ajoutent les flux de fuites secondaires apparaissant dans d'autres zones de la structure, non prises en compte non plus dans la modélisation. La réduction de l'aimantation des AP à cause du champ démagnétisant est négligée.

Finalement pour obtenir le gradient spécifié à 85 T/m nous devons augmenter les dimensions des AP. Afin de limiter les risques de désaimantation, les AP sont éloignés de l'axe de la structure. En effet les collisions d'électrons avec des obstacles tels qu'une chambre à vide génèrent diverses particules secondaires très énergétiques dont des neutrons rapides, identifiés comme les principaux acteurs de la désaimantation des AP, comme en rend compte la référence [H].

L'éloignement des AP de l'axe cause une réduction du gradient de la structure comme le montre le tracé de la Figure 51 obtenu avec des simulations du modèle 3D du quadripôle (Figure 53).

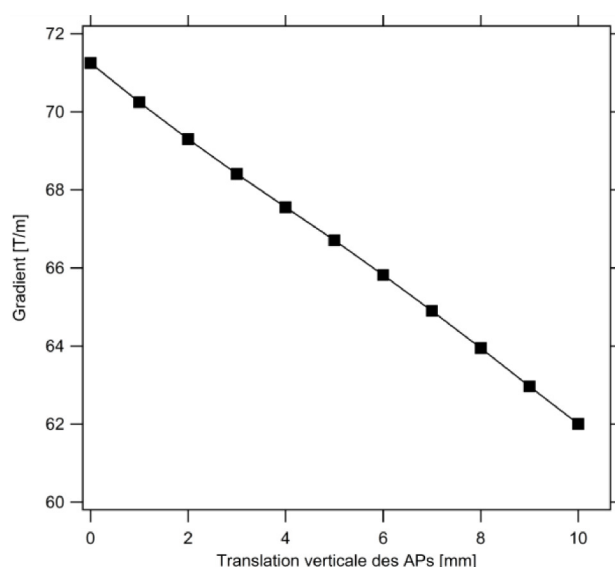


Figure 51 : Evolution du gradient avec l'éloignement des AP

La sensibilité du gradient au déplacement vertical des AP est déduite :

$$\frac{\Delta G}{\Delta z} \approx 1 \frac{\text{T/m}}{\text{mm}} .$$

Un déplacement des AP de 5 mm est effectué sur la structure ; cela engendre une réduction du gradient de 5 T/m. Les AP sont à 25 mm du plan de symétrie horizontal du quadripôle. Pour comparaison, les onduleurs utilisés à l'ESRF possèdent un entrefer de 10 mm ce qui équivaut à une distance de 5 mm entre le faisceau d'électron et les AP. Avec cette configuration, quelques rares cas de désaimantation des AP des onduleurs ont été observés sur une période de plus de 10 ans d'utilisation. Finalement, des AP dont les dimensions sont proches des dimensions calculées sont choisis. Ces AP proviennent d'un ancien onduleur qui n'est plus en service. Ce recyclage permettra de réaliser un prototype du quadripôle à faible coût. Les dimensions des AP sont données ci-dessous :

$$l_a = 18 \text{ mm}$$

$$h_a = 63 \text{ mm}$$

La Figure 52 montre le gradient intégré simulé pour ces paramètres. Cette quantité est définie comme l'intégrale du gradient suivant l'axe longitudinal de l'aimant de $-\infty$ à $+\infty$.

Le gradient intégré sur l'axe longitudinal de la structure permet de prendre en compte les effets de bord de la structure, ce qui n'est pas le cas lorsque le gradient au centre de la structure est calculé. Les effets de bord apportent un contenu harmonique supplémentaire modifiant le gradient obtenu.

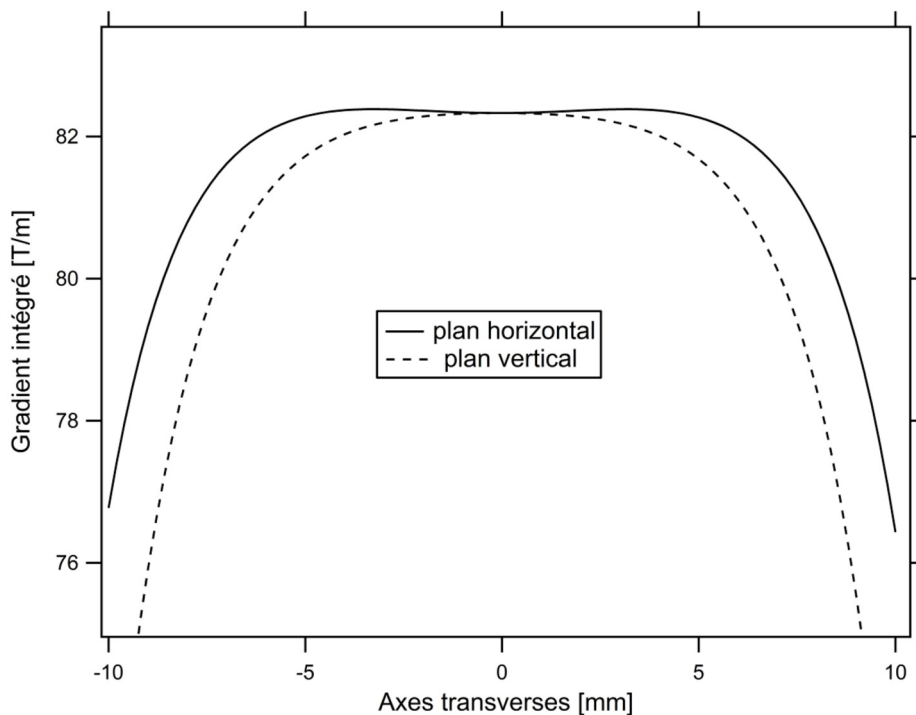


Figure 52 : Gradient intégré normalisé par la longueur du quadripôle (226 mm).

Le gradient intégré dans l'axe du quadripôle est de 82.3 T/m. Cette valeur très proche du gradient spécifié est satisfaisante. La Figure 53 présente la nouvelle configuration du quadripôle ainsi que ses dimensions.

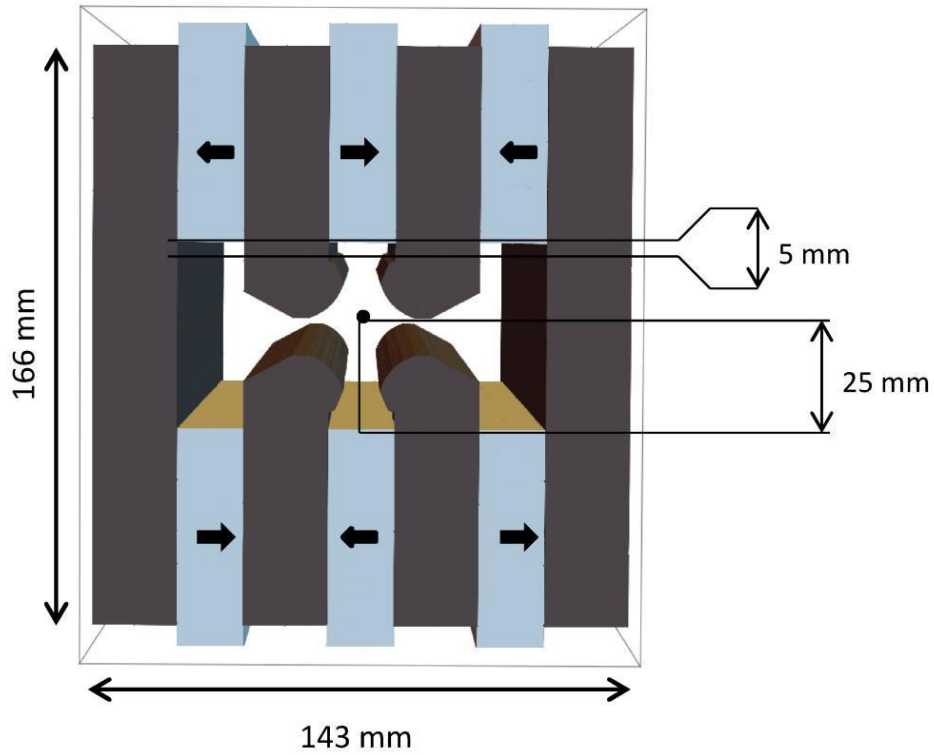


Figure 53 : Dimensions du quadripôle hybride

Il convient d'évaluer l'évolution du gradient avec les caractéristiques des AP telles que leurs dimensions ou leurs inductions rémanentes. Le paramétrage du modèle RADIA du quadripôle hybride permet de modifier facilement les caractéristiques B_R et h_a des AP. Les évolutions du gradient avec ces deux paramètres sont présentées par la Figure 54. Ces courbes sont obtenues en appliquant un facteur d'échelle k aux caractéristiques initiales des AP qui sont $B_R = 1.1$ T et $h_a = 63$ mm.

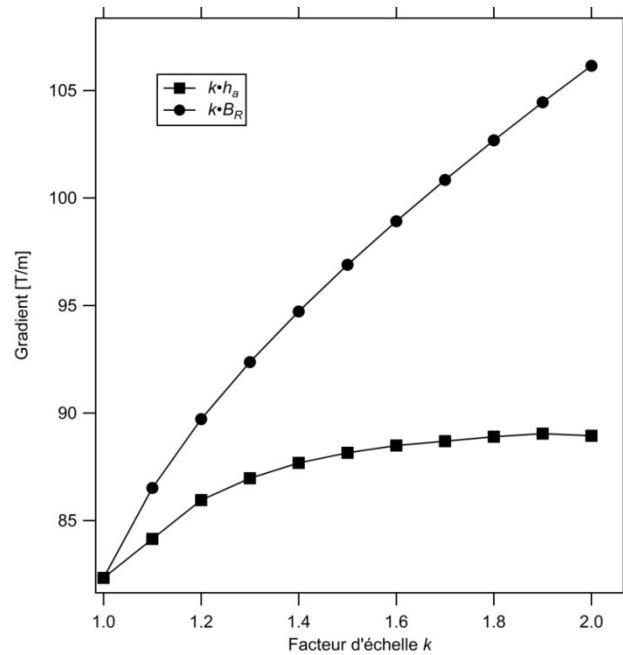


Figure 54 : Evolution du gradient avec les caractéristiques des AP

Ces résultats suggèrent que la solution la plus efficace pour accroître le gradient est d'augmenter l'induction rémanente des AP. En effet l'évolution du gradient est quasi linéaire avec l'accroissement de l'induction rémanente alors que son évolution avec la hauteur h_a des AP consiste en une pente plus faible et limitée, car l'efficacité de la matière aimantée diminue lorsqu'elle est éloignée de l'entrefer.

D'après ces courbes, il est possible d'obtenir un gradient de 100 T/m avec une induction rémanente $B_R = 1.4 \text{ T}$ ($k \approx 1.3$) et en augmentant la hauteur des AP par un facteur $k = 1.3$, soit à $h_a \approx 82 \text{ mm}$.

3.3.2 Optimisation du profil des pôles

L'étape suivant le dimensionnement des éléments magnétiques du quadripôle est l'optimisation du profil des pôles.

Les références traitant de l'optimisation des pôles des aimants d'accélérateur sont [32] et [33]. Cette étude se fera à partir du modèle 3D, en utilisant une analyse harmonique de l'intégrale du champ sur un rayon de 7 mm. Ainsi on pourra évaluer l'homogénéité du gradient intégré dans la zone de bon champ. Par un processus itératif, on cherchera à minimiser le contenu harmonique en modifiant le profil des pôles avec comme point de départ, un profil de forme hyperbolique.

Le Tableau 14 présente le contenu harmonique initial ainsi que l'homogénéité dans les deux plans avec le profil hyperbolique tronqué (sans optimisation).

Tableau 14: Qualité du champ du quadripôle hybride avec le profil des pôles hyperbolique.

3.3.3 Plan	Profil hyperbolique	
	Horizontale	Verticale
$\Delta G/G_0$	$1 \cdot 10^{-2}$	$7 \cdot 10^{-3}$
n		
4	$2 \cdot 10^{-3}$	$-2 \cdot 10^{-3}$
6	$-3 \cdot 10^{-3}$	$-3 \cdot 10^{-3}$
8	$0.3 \cdot 10^{-3}$	$-0.3 \cdot 10^{-3}$
10	$-0.24 \cdot 10^{-3}$	$-0.24 \cdot 10^{-3}$

Les résultats du tableau ci-dessus montrent que les inhomogénéités dans le plan horizontal et dans le plan vertical sont environ dix fois supérieures à la valeur maximale spécifiée. Comme prévu, le contenu harmonique est composé d'harmoniques d'ordres pairs et impairs. L'homogénéité obtenue dans chaque plan est conditionnée par l'amplitude et le signe des harmoniques.

Le maillage du modèle RADIA du quadripôle est un aspect primordial pour obtenir une bonne précision de calcul du contenu harmonique et de l'homogénéité du champ. Pour cela, le modèle est subdivisé longitudinalement en plusieurs parties afin de prendre en compte les effets de bord du

quadripôle. Le modèle est entièrement maillé avec de multiples éléments (polyèdres) dont le nombre est accentué sur les pôles afin d'obtenir un maillage plus fin. La qualité de champ dépendant principalement des pôles de la structure, il va de soit que cette zone est traitée avec une attention particulière.

La Figure 55 présente le maillage du modèle et sa subdivision longitudinale. Afin de garantir une bonne précision des résultats de simulations, le maillage et la subdivision du modèle sont augmentés jusqu'à atteindre la stabilité des résultats. Comme le montre la Figure 55, le modèle est subdivisé en 10 éléments longitudinaux dont la distribution est concentrée sur les extrémités du modèle.

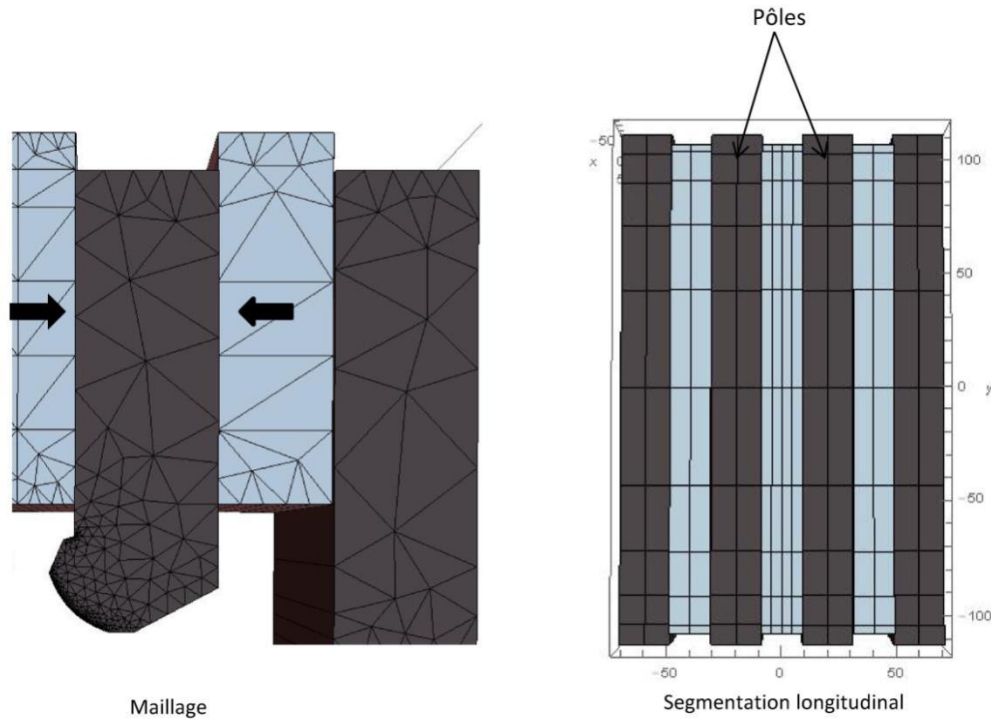


Figure 55 : Maillage et segmentation longitudinale du quadripôle

La recherche d'un profil des pôles minimisant le contenu harmonique et permettant d'obtenir l'homogénéité spécifiée n'est pas sans difficulté. En effet il n'existe pas de méthode analytique qui permette de déterminer un profil solution de ce problème. En outre la modélisation ne permet pas d'obtenir une expression analytique reliant la forme du profil des pôles au contenu harmonique. L'optimisation du profil des pôles sera effectuée avec le modèle numérique 3D.

Le profil des pôles est paramétré avec plusieurs points reliés entre eux par des droites. Les coordonnées de ces points dans le plan horizontal et dans le plan vertical (x et y) sont les variables de contrôle du profil des pôles. Le problème d'optimisation consiste donc à trouver les coordonnées de ces différents points, permettant d'obtenir un profil des pôles qui minimise le contenu harmonique tout en respectant la contrainte d'une ouverture minimale entre les pôles. Afin de s'assurer que la minimisation du contenu harmonique entraîne une amélioration de l'homogénéité dans les deux plans, le critère de minimisation de l'erreur ε est la somme quadratique des harmoniques s'exprimant par :

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{n \neq 2}^{\infty} b_n^2} . \quad (81)$$

La complexité de ce problème d'optimisation vient du fait que l'évolution du contenu harmonique est non-linéaire avec le déplacement de chaque point du profil. Plusieurs méthodes d'optimisation peuvent résoudre ce problème. Ces méthodes sont classées en deux catégories : les méthodes déterministe (ex : algorithme de Gauss-Newton, simplex de Nelder-Mead) et les méthodes heuristiques (ex : algorithme génétique, recuit simulé) [I], [J].

Les méthodes déterministes sont basées sur une approche mathématique pour la résolution du problème. Elles utilisent généralement l'information fournie par le gradient (matrice jacobienne) pour converger vers une solution en plusieurs itérations.

Les méthodes heuristiques s'inspirent de phénomènes naturels (par exemple la thermodynamique pour le recuit simulé) pour la recherche d'une solution. L'avantage de ces méthodes heuristiques dites stochastiques (aléatoires) est qu'elles permettent de trouver le minimum global d'un problème. En contrepartie, elles sont lentes car elles explorent un large éventail de solutions.

Dans notre application, le modèle numérique du quadripôle permet de calculer la matrice jacobienne (variation du contenu harmonique suivant la variation des coordonnées des points du profil). L'algorithme de Gauss-Newton est choisi afin d'obtenir une solution en un nombre limité d'itérations. Ce problème de minimisation peut être exprimé comme un problème des moindres carrés :

$$\min_{\mathbf{X} \in \mathbb{R}^n} \|\mathbf{A}_k \mathbf{X}_k - \mathbf{b}_k\|^2, \quad (82)$$

où k est le numéro de l'itération. $\mathbf{A}_k \in \mathbb{R}^{m \times n}$ est la matrice jacobienne contenant les variations des harmoniques en fonction du vecteur de contrôle $\mathbf{X}_k \in \mathbb{R}^n$ contenant les coordonnées des points du profil des pôles. $\mathbf{b}_k \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur appelé fonction objectif ; il contient l'erreur des harmoniques à l'itération k . Ce vecteur d'erreur est explicité ci-dessous :

$$\mathbf{b}_k = \begin{pmatrix} b_{4_k} \\ b_{6_k} \\ \vdots \\ b_{n_k} \end{pmatrix}.$$

La matrice jacobienne \mathbf{A}_k s'exprime sous la forme suivante :

$$\mathbf{A}_k = \frac{\partial \mathbf{b}_k}{\partial \mathbf{X}_k}. \quad (83)$$

Afin d'imposer la contrainte de l'ouverture de 10 mm entre les pôles, une pénalité p_k est appliquée au vecteur \mathbf{b}_k lorsque la contrainte n'est pas satisfaite. Cette pénalité provient d'une fonction barrière de type exponentielle dont l'expression est :

$$p_k = \alpha e^{-\beta(g_k - g_0)}, \quad (84)$$

Où α et β sont des constantes à choisir convenablement. g_0 est la contrainte de l'ouverture minimale entre les pôles et g_k est l'ouverture entre pôles à l'itération k . En appliquant la méthode de Gauss-Newton, la solution optimale du problème (82) qui minimise l'erreur quadratique cumulée est :

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{X}_k - (\mathbf{A}_k^T \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{A}_k^T (\mathbf{b}_k + \mathbf{p}_k). \quad (85)$$

A partir d'une valeur initiale des paramètres du vecteur \mathbf{X}_k , ces valeurs sont modifiées à chaque itération afin de minimiser le critère d'erreur quadratique cumulé. Cependant le calcul du nouveau vecteur \mathbf{X}_{k+1} peut conduire à une solution divergente à cause du mauvais conditionnement de la matrice jacobienne \mathbf{A}_k . Le conditionnement d'une Matrice \mathbf{A} est le nombre $\|\mathbf{A}\| \|\mathbf{A}^{-1}\|$; il est toujours supérieur ou égal à 1. Ainsi une matrice est bien conditionnée lorsque son conditionnement est proche de 1. Afin d'améliorer le conditionnement de la matrice \mathbf{A}_k à chaque itération et converger rapidement vers la solution, une régularisation du problème est effectué. Pour cela, une décomposition en valeur singulière (SVD) de la matrice jacobienne \mathbf{A} est réalisée :

$$\mathbf{A} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^T, \quad (86)$$

où \mathbf{U} et \mathbf{V} sont les matrices associés et \mathbf{D} est la matrice diagonale contenant les valeurs propres de la matrice \mathbf{A} . Une troncature des valeurs propres les moins significantes (de plus faibles valeurs) est effectuée sur cette matrice diagonale. Celle-ci a pour effet d'améliorer le conditionnement de la nouvelle matrice jacobienne \mathbf{A}_c reconstruite avec la matrice diagonale tronquée et selon l'expression (86). En effet, pour une matrice diagonale inversible $\mathbf{D} = \text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_n)$, le conditionnement est le quotient de la plus grande valeur propre sur la plus petite valeur propre :

$$\text{cond}(\mathbf{D}) = \frac{\max |d_i|}{\min |d_i|}. \quad (87)$$

Pour notre application, le profil des pôles est paramétré avec 20 points dont les coordonnées dans les plans x et y sont les valeurs du vecteur de contrôle \mathbf{X} contenant alors 40 paramètres. Ainsi le calcul de la matrice jacobienne \mathbf{A}_k à chaque itération nécessite 40 simulations du modèle. Ce nombre élevé de simulations conduit à un algorithme nécessitant un espace mémoire élevé et surtout un temps de calcul élevé à chaque itération. Afin de réduire ce temps de calcul, les points du profil des pôles sont décrits par une somme de polynômes orthogonaux. Les coefficients du polynôme deviennent alors les nouveaux paramètres du profil des pôles et la matrice jacobienne est calculée avec ces coefficients. Dans notre cas, pour chacun des deux plans x et y , un nombre de 4 coefficients est choisi ; cela conduit à un vecteur de contrôle \mathbf{X} qui contient alors 8 paramètres. Le polynôme de degré 4 est donné par l'expression (88) :

$$L(x) = C_0 L_0(\zeta) + C_1 L_1(\zeta) + C_2 L_2(\zeta) + C_3 L_3(\zeta), \quad (88)$$

où les C_n sont les coefficients du polynôme et les $L_n(\zeta)$ sont les polynômes de Legendre de degré n . Les polynômes de Legendre d'ordre 1 à 4 sont rappelés ci-dessous :

$$\begin{aligned}
L_0(\zeta) &= 1 \\
L_1(\zeta) &= \zeta \\
L_2(\zeta) &= \frac{1}{2}(3\zeta^2 - 1) \\
L_3(\zeta) &= \frac{1}{2}(5\zeta^3 - 3\zeta)
\end{aligned}$$

L'intervalle d'orthogonalité du polynôme de Legendre est $[-1, 1]$. Le calcul des coordonnées des points du profil à partir des polynômes est :

$$\begin{aligned}
x_i &= \sum_{n=0}^{n_{\max}} C_n L_n(\zeta_i) \\
y_i &= \sum_{n=0}^{n_{\max}} C_n L_n(\zeta_i)
\end{aligned} \quad (89)$$

où x_i et y_i sont les coordonnées en x et y d'un point du profil de rang i comme le montre la Figure 56. La variable ζ_i des polynômes est la coordonnée dans l'espace de Legendre d'intervalle $[-1, 1]$. Le calcul de la variable ζ_i du polynôme de Legendre est :

$$\zeta_i = \frac{\delta_{\max} - \delta_{\min}}{i_{\max} - i_{\min}} (i - i_{\min}) + \delta_{\min} \quad (90)$$

où δ_{\min} et δ_{\max} sont les intervalles du polynôme de Legendre $[-1, 1]$. i_{\min} est égal à 1 et i_{\max} correspond au nombre maximal de points du profil discrétisé (20 points dans notre application). L'expression (90) permet de normaliser la position des points du profil dans l'intervalle du polynôme de Legendre. Ainsi pour le point du profil de rang 1, le calcul de la variable ζ_i donne :

$$\zeta_1 = \frac{2}{20-1}(1-1) + (-1) = -1.$$

Pour le point du profil de rang 20, ce calcul donne $\zeta = 1$.

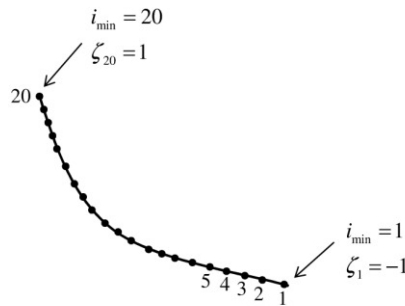


Figure 56 : discrétisation du profil hyperbolique du pôle

L'application de cet algorithme pour l'optimisation des pôles donne un résultat satisfaisant en 5 itérations. Le temps de calcul est d'environ 60 minutes avec l'utilisation d'un calculateur possédant 1

CPU. Ce temps de calcul est raisonnable mais pourrait être réduit grâce à la réduction du maillage du modèle ainsi qu'avec l'utilisation de plusieurs CPU (mise en parallèle des calculs).

L'évolution de la somme quadratique des harmoniques et de la pénalité au cours des itérations est présentée par la Figure 57. Cette figure montre que l'erreur (somme quadratique des harmoniques et de la pénalité) décroît très rapidement au cours des itérations malgré un pic qui intervient lors de la première itération. A l'itération 5, la contrainte d'ouverture entre les pôles est satisfaite (pénalité nulle) et la somme quadratique des harmoniques est divisée par un facteur 100 à l'itération 5. Un résultat similaire est obtenu pour l'homogénéité dans les deux plans qui sont réduits également d'un facteur 100.

L'évolution de l'homogénéité dans le plan horizontal et dans le plan vertical est présentée par la Figure 58. Le profil initial des pôles (hyperbole tronquée) et le profil optimisé sont présentés par la Figure 59.

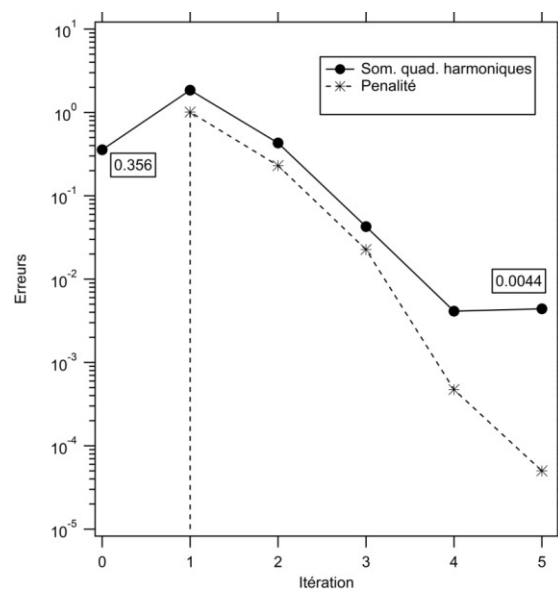


Figure 57 : Evolution des erreurs au cours des itérations de l'algorithme.

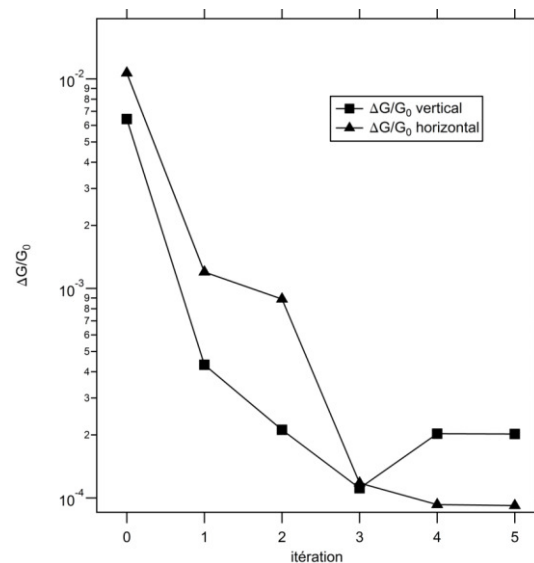


Figure 58 : Evolution de l'homogénéité au cours des itérations de l'algorithme

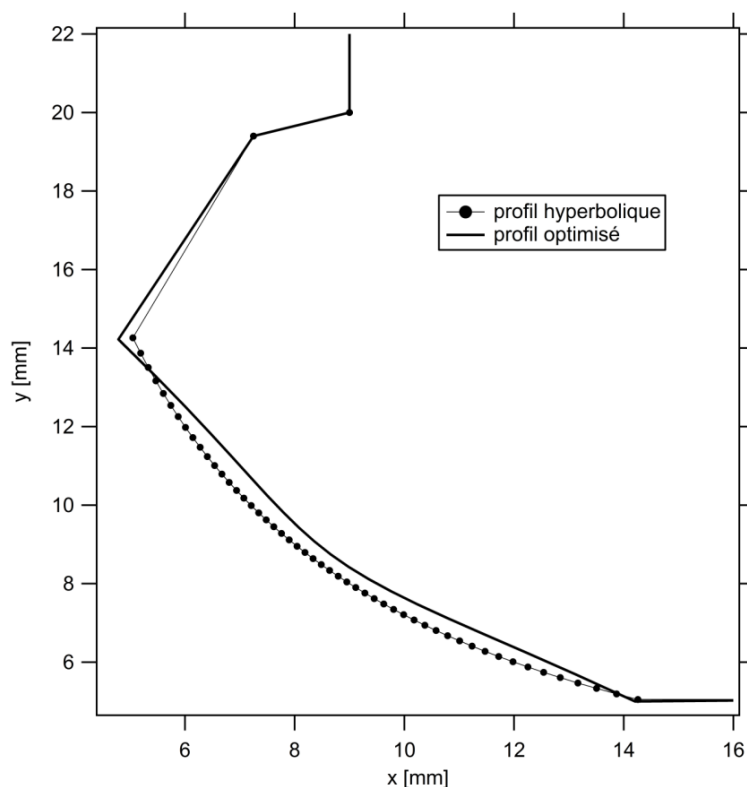


Figure 59 : Profil des pôles avant et après l'optimisation. Les points de discrétisation du profil hyperbolique sont indiqués.

Le profil optimisé est très différent du profil hyperbolique initial et présente de multiples courbures. Le contenu harmonique final et l'homogénéité avant et après l'optimisation sont présentés dans le Tableau 15.

Tableau 15 : Qualité du champ avant et après optimisation du profil des pôles. La zone de bon champ est de 7 mm pour le plan horizontal et 5 mm pour le plan vertical.

3.3.4 Plan	Profil hyperbolique		Profil optimisé	
	3.3.5 Horizontal	3.3.6 Vertical	3.3.7 Horizontal	3.3.8 Vertical
$\Delta G/G_0$	3.3.9 $1 \cdot 10^{-2}$	3.3.10 $7 \cdot 10^{-3}$	3.3.11 $0.66 \cdot 10^{-3}$	3.3.12 $0.05 \cdot 10^{-3}$
n	3.3.13	3.3.14	3.3.15	3.3.16
4	3.3.17 $2 \cdot 10^{-3}$	3.3.18 $-2 \cdot 10^{-3}$	3.3.19 $-5 \cdot 10^{-5}$	3.3.20 $5 \cdot 10^{-5}$
6	3.3.21 $-3 \cdot 10^{-3}$	3.3.22 $-3 \cdot 10^{-3}$	3.3.23 $-9 \cdot 10^{-5}$	3.3.24 $-9 \cdot 10^{-5}$
8	3.3.25 $0.3 \cdot 10^{-3}$	3.3.26 $-0.3 \cdot 10^{-3}$	3.3.27 $-3 \cdot 10^{-6}$	3.3.28 $3 \cdot 10^{-6}$
3.3.29 10	3.3.30 $-0.24 \cdot 10^{-3}$	3.3.31 $-0.24 \cdot 10^{-3}$	3.3.32 $0.8 \cdot 10^{-6}$	3.3.33 $0.8 \cdot 10^{-6}$

L'homogénéité obtenue dans les deux plans après l'optimisation satisfait la spécification $\frac{\Delta G}{G_0} \leq 10^{-3}$.

L'homogénéité du gradient est meilleure dans le plan vertical que dans le plan horizontal : ce dernier est pénalisé par la contrainte de l'ouverture entre les pôles. Le contenu harmonique dominant est

présenté dans le Tableau 15 (les harmoniques d'ordre supérieurs sont négligeables). Toutes les composantes du contenu harmoniques sont réduites après l'optimisation.

3.4 Réglage du gradient

Un réglage du gradient des aimants de l'anneau de stockage est nécessaire selon les modes de fonctionnement de l'accélérateur. Pour la nouvelle maille de l'ESRF, une variation du gradient d'environ 5 % est requise pour le quadripôle, ce qui correspond à une plage du gradient comprise entre 81 T/m à 90 T/m. Le bobinage électrique de la structure résistive permet une variation aisée du champ grâce au réglage du courant. Le réglage du champ des structures à AP est plus délicat car elle nécessite l'adjonction d'éléments dédiés. Pour cela il existe deux solutions qui sont de type électrique ou mécanique.

La solution électrique consiste en l'insertion de bobinages électrique dans la structure. Cependant l'efficacité des bobinages est fortement réduite comparée à celui de la structure résistive, à cause de l'entrefer créée par les AP. La solution mécanique consiste à modifier l'arrangement de la structure en déplaçant des pièces. Cette solution nécessite d'une part, des actionneurs puissants pour vaincre les forces magnétiques de la structure et d'autre part, des éléments annexes (capteurs de positions, contrôleur, etc.). Cela conduit à une solution complexe et couteuse. De plus cette solution mécanique peut entraîner une dégradation de la qualité du champ et une modification de l'axe magnétique de la structure.

Pour ces raisons, le réglage du gradient avec un bobinage électrique est préféré afin de conserver une structure simple et à un coût raisonnable. Le réglage du gradient ne faisant pas l'objet de cette étude, la structure du quadripôle hybride proposé n'est pas optimisée pour accueillir un bobinage. Cela nécessiterait un arrangement de la structure optimisant l'efficacité du bobinage et des AP. Un exemple d'intégration de bobinages dans la structure, permettant un réglage du gradient de 1 % est présenté dans l'**annexe 2**.

3.5 Calcul des forces magnétiques

Les forces magnétiques créées par les pièces aimantées du quadripôle hybride peuvent engendrer le déplacement de certaines pièces de la structure. Il est donc nécessaire de calculer ces forces en vue du dimensionnement d'une culasse pour maintenir en place les différentes pièces de la structure. Citons trois méthodes de calcul des forces magnétiques d'un système :

- La méthode énergétique
- Le tenseur de Maxwell
- La méthode de l'aimantation.

Dans notre cas, nous utiliserons la méthode énergétique ainsi que celle de l'aimantation. La méthode du tenseur de Maxwell est présentée dans l'**annexe 3**.

La méthode énergétique est basée sur la variation de l'énergie magnétique contenue dans un système pour déterminer les forces agissant sur une pièce mobile du système. Le calcul des composantes de la force est donné par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \frac{dW_{mag}}{dx} \\ \frac{dW_{mag}}{dy} \\ \frac{dW_{mag}}{dz} \end{pmatrix} \quad (91)$$

Pour ce calcul, il est nécessaire de connaître l'énergie magnétique contenue dans le système dont l'expression est donnée par la relation :

$$W_{mag} = \int_V \int_0^B \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} dV, \quad (92)$$

où V est le volume contenant le système.

La méthode de l'aimantation utilise la force de Laplace en considérant que $\mathbf{J} = \nabla \times \mathbf{M}$ dans le matériau considéré et que $\mathbf{J} = \mathbf{M} \times \mathbf{n}$ à sa surface. En développant l'expression de la force de Laplace, nous obtenons :

$$\mathbf{F} = \int_V (\mathbf{M} \cdot \nabla) \mathbf{B}_{ext} dV, \quad (93)$$

où \mathbf{B}_{ext} est le champ extérieur appliqué sur une pièce, \mathbf{M} est l'aimantation dans la pièce et avec :

$$\begin{aligned} (\mathbf{M} \cdot \nabla) \mathbf{B}_{ext} &= (M_x \frac{\partial}{\partial x} + M_y \frac{\partial}{\partial y} + M_z \frac{\partial}{\partial z}) B_{ext_x} \vec{x} \\ &+ (M_x \frac{\partial}{\partial x} + M_y \frac{\partial}{\partial y} + M_z \frac{\partial}{\partial z}) B_{ext_y} \vec{y} \\ &+ (M_x \frac{\partial}{\partial x} + M_y \frac{\partial}{\partial y} + M_z \frac{\partial}{\partial z}) B_{ext_z} \vec{z} \end{aligned}$$

Pour plus de détails sur le calcul des forces magnétiques, le lecteur pourra consulter les ouvrages [14] et [34]. Le logiciel Radia permet le calcul des forces magnétiques par la méthode énergétique.

Les résultats du calcul des forces sur le modèle 3D du quadripôle hybride sont présentés par la Figure 60. Afin de valider ces résultats, des calculs sont également effectués avec la méthode de l'aimantation ; elle fournit des résultats très proches.

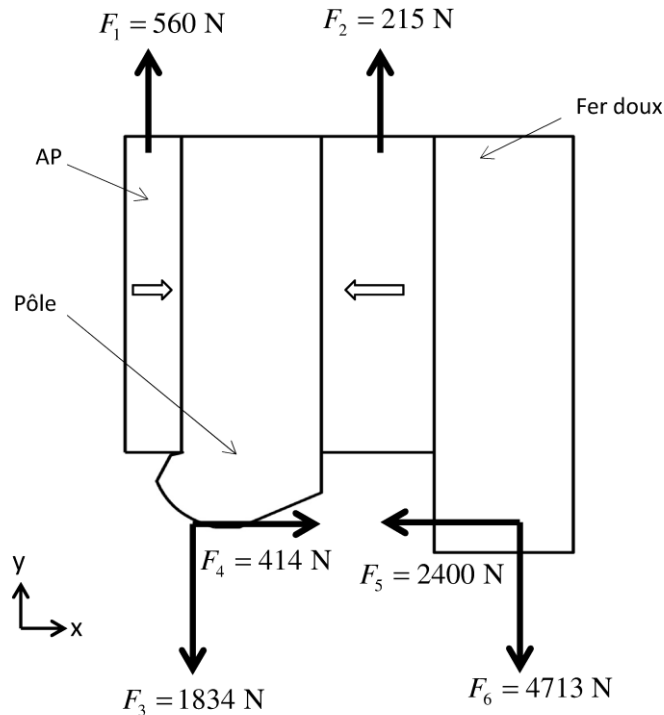


Figure 60: Forces magnétiques sur les pièces du quadripôle hybride. La direction des forces est représentée par des flèches en gras sur la figure.

Les résultats du calcul des forces permettent de définir un certain nombre d'éléments pratiques pour la réalisation mécanique :

- Les AP sont soumis à une force verticale orientée vers l'arrière de la culasse (forces F_1 et F_2). De ce fait il ne sera pas nécessaire de concevoir un système de maintien dans la direction opposée, même en tenant compte de la force de pesanteur dont la valeur est plus faible que 18 N par AP.
- La force d'attraction verticale des pôles vers l'entrefer pourra être facilement maîtrisée par des vis disposées le long du pôle selon l'axe z. On pourra par exemple utiliser trois vis de diamètre 6 mm en acier inoxydable non magnétique.
- La force horizontale (F_4) exercée sur le pôle tend à réduire l'espace entre le pôle et la pièce de retour magnétique en fer doux. Ainsi, pour garantir l'insertion des AP dans cet espace, il faudra assurer un très bon maintien horizontal des pôles dans leurs positions nominales pendant le montage.
- La pièce de retour magnétique est soumise à une importante force verticale (F_6). Elle est en contact avec la même pièce située symétriquement par rapport au plan horizontal. Le quadripôle doit pouvoir être ouvert selon les deux parties symétriques à ce plan ; il faudra utiliser un outillage spécifique afin de maîtriser l'assemblage des deux parties.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, une structure de quadripôle à AP en adéquation avec le cahier des charges de la future machine de l'ESRF a été définie. Cette structure composée d'AP et d'un circuit

ferromagnétique est compacte et performante. La simplicité de la structure obtenue est également un atout majeur. Un dimensionnement des pièces magnétiques a été effectué afin d'obtenir le gradient requis. Ce dimensionnement a montré qu'il est tout à fait possible d'obtenir un gradient supérieur à 100 T/m en augmentant le volume d'AP. Les pôles de la structure ont été optimisés avec un algorithme qui a permis d'obtenir une solution en peu d'itérations. La construction d'un prototype de ce quadripôle reposant sur ce dimensionnement est proposé dans le chapitre suivant afin de vérifier la faisabilité d'une telle structure et de valider les résultats théoriques.

CHAPITRE 4

CONSTRUCTION DU PROTOTYPE

4 Construction du prototype

La réalisation d'un prototype du quadripôle hybride est une étape importante du projet car elle permet de valider les résultats obtenus avec le modèle numérique, et de vérifier la faisabilité de la structure proposée. La réalisation d'un tel prototype est un défi technique car les tolérances d'assemblage sont plus difficiles à satisfaire dans le cas de cette structure hybride que dans le cas de la structure résistive. En effet les pôles du quadripôle hybride sont indépendants ce qui leur confère à chacun des degrés de liberté dans les plans transverses et en rotation. De plus, les forces magnétiques s'exerçant sur les pièces de la structure doivent être maîtrisés, ce qui accentue la difficulté de réalisation et d'assemblage du prototype. Des pièces aux tolérances serrées et un assemblage précis sont indispensables pour obtenir la qualité de champ spécifiée.

La première étape de la réalisation du prototype est une étude mécanique en vue de la conception d'une culasse pour positionner et maintenir l'ensemble des pièces de la structure (paragraphe 4.1). Une attention particulière sera portée sur la conception des pièces de positionnement des pôles afin de limiter les erreurs. Le logiciel de CAO (conception assistée par ordinateur) SOLIDWORKS a servi de support à la conception des différentes pièces du quadripôle. Une caractérisation des AP destinés au prototype a été effectuée afin d'obtenir des AP identiques dans le prototype (paragraphe 4.2). Les étapes de l'assemblage du prototype sont décrites en détails dans le paragraphe 4.3. Une caractérisation mécanique du prototype a été effectuée afin de mesurer les erreurs d'assemblage et les corriger.

4.1 Conception mécanique du prototype

La définition de la culasse est la première étape de la conception mécanique de la structure. Cette culasse doit permettre de positionner les pôles. Elle sert à maintenir l'ensemble des éléments de la structure soumis à des forces magnétiques intenses qui peuvent engendrer le déplacement des éléments magnétiques. Notons que cette culasse ne jouant pas de rôle magnétique dans la structure, celle-ci sera réalisée avec un matériau amagnétique. Le positionnement idéal des pôles et les distances entre les pièces du quadripôle sont représentés sur la Figure 61. Les distances A_x et C_x sont identiques et correspondent à l'espace pour l'insertion des blocs d'AP (18 mm). Les ouvertures verticales entre les pôles correspondent aux distances B_x (10 mm).

Un premier élément de la culasse est représenté sur la Figure 61. Cette culasse est composée de deux sous-ensembles disposés sur la partie supérieure et sur la partie inférieure de la structure. L'ensemble des pôles et des pièces ferromagnétiques de retour de flux sont fixés à ces culasses comme présenté sur la Figure 61. Le positionnement vertical des pôles (distances B_1 et B_2) est assuré par des cales insérées entre les pôles et la culasse. L'épaisseur des cales requise est déterminée lors des mesures de positionnement des pôles après l'assemblage.

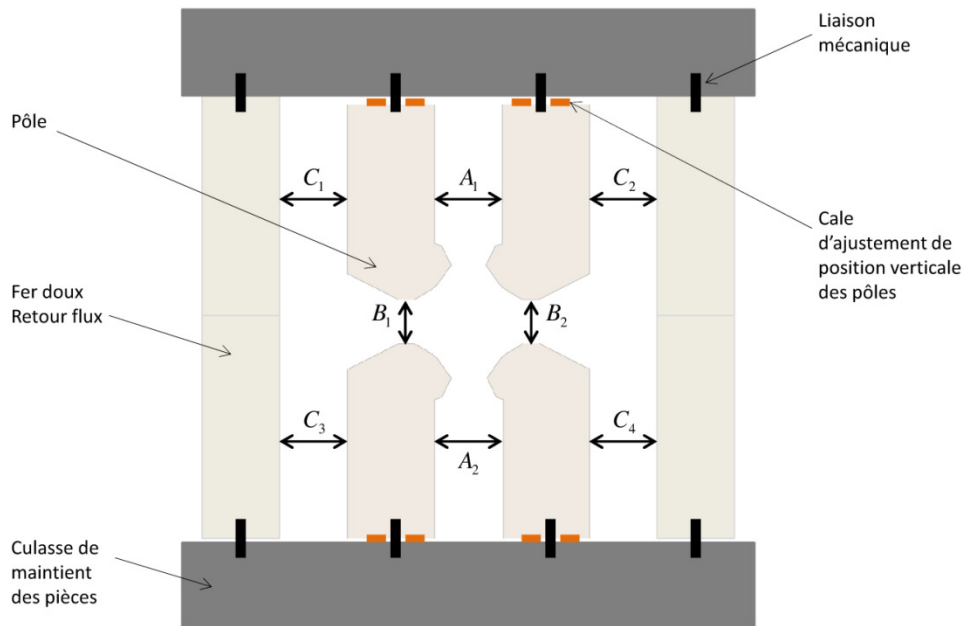


Figure 61 : Distances caractéristiques entre les pièces du quadripôle. Les deux pièces de la culasse de maintien sont représentées sur la figure.

Le positionnement transverse permettant d'obtenir les écarts A_1 et A_2 entre les pôles est effectué au moyen de plaques disposant de languettes servant de gabarits. Ces plaques sont disposées sur les faces avant et arrière de la structure afin d'encastrer les languettes entre les pôles. La largeur de ces languettes doit correspondre avec une grande précision aux écarts A_1 et A_2 . Deux languettes supplémentaires sur chaque plaque assurent le maintien des écarts C_x . Cette pièce est esquissée la Figure 62.

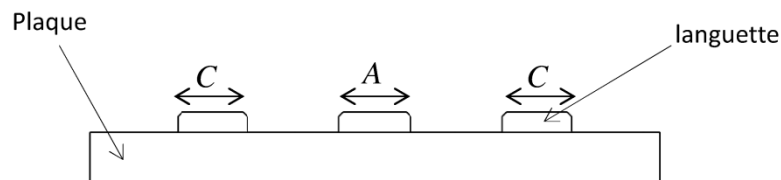


Figure 62 : Vue de dessus de la plaque de positionnement transverses des pôles

La structure nécessite quatre plaques de positionnement au total. Une liaison mécanique est réalisée entre ces plaques et la culasse de maintien. Les pôles de la structure sont également liés à ces plaques. Des fenêtres sont réalisées dans les plaques pour l'insertion des cales de positionnement vertical des pôles. En plus de leur rôle de positionnement transverse des pôles, les plaques servent de positionnement longitudinal de l'ensemble des éléments magnétiques de la structure (pôles, AP, fer doux de retour de flux). Chaque pièce de la structure est modélisée avec le logiciel SOLIDWORKS. Ces modèles mécaniques à l'échelle 1 permettent de réaliser un assemblage virtuel de la structure. Un plan contenant les caractéristiques géométriques de chaque pièce en vue de la réalisation des usinages est obtenu avec ce logiciel.

La Figure 63 et la Figure 64 présentent la structure finale du prototype.

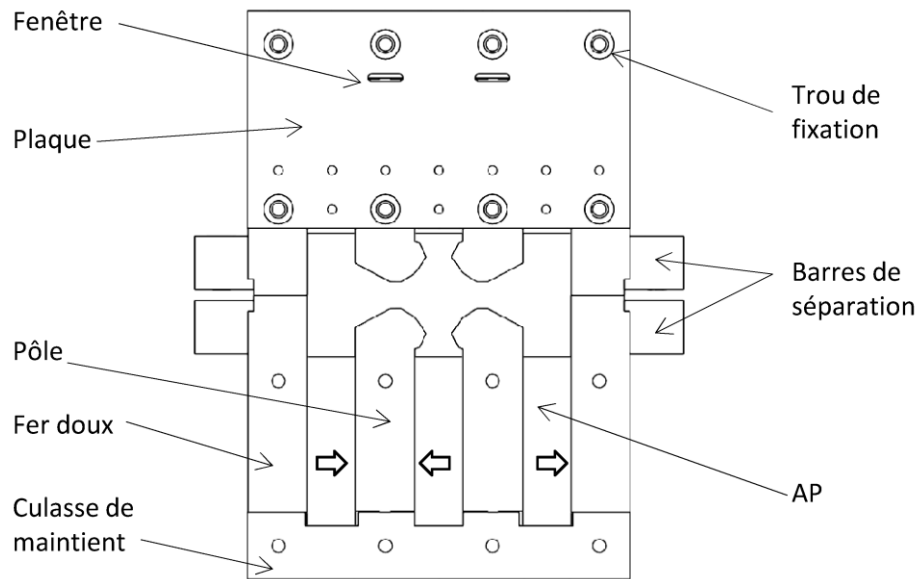


Figure 63 : Vue de face du prototype. La plaque du bas n'est pas représentée afin de visualiser les AP.

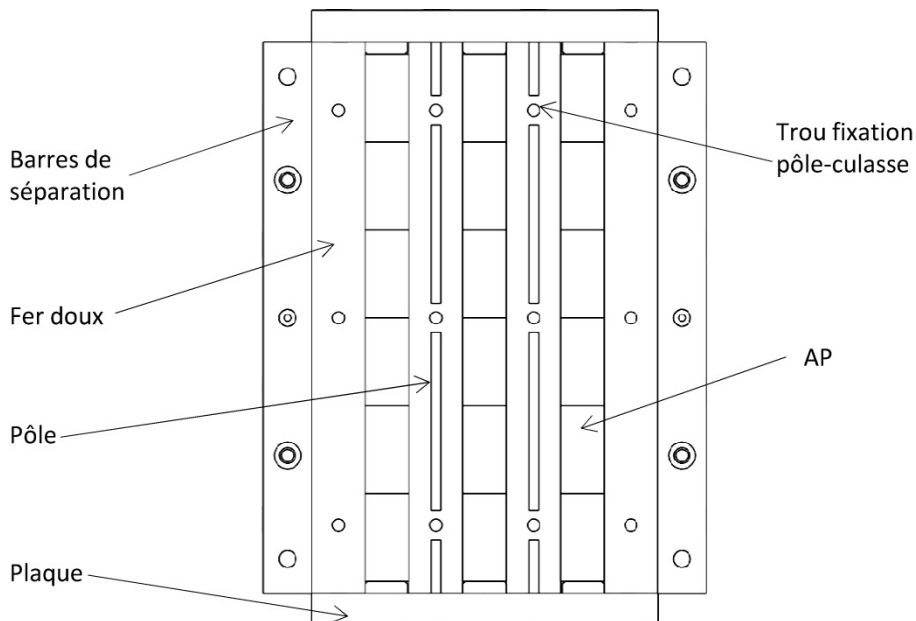


Figure 64 : Vue de dessus du prototype. La culasse de maintien est ôtée afin de visualiser les pôles.

Les figures ci-dessus montrent l'assemblage du prototype, la structure de la culasse de maintien et la plaque de positionnement. Les barres de séparation sur le prototype sont solidaires de la structure et permettent de disjoindre la partie supérieure de la partie inférieure de la structure lors du montage et du démontage. Des tétons sont usinés sur la partie supérieure des pôles afin de conserver un degré de liberté en rotation pour faciliter le positionnement des pôles.

Le matériau amagnétique utilisé pour la réalisation de la culasse de maintien, des plaques de positionnement et des barres de séparation est l'aluminium. Ce matériau a été choisi pour sa résistance mécanique et son coût abordable.

Les pièces ferromagnétiques (pôles, retour flux) sont réalisées avec du fer ARMCO non laminé car il n'y a pas de perte fer dans la structure. Le prototype contient au total 36 blocs d'AP qui sont repartis dans 6 compartiments. Les dimensions du prototype sont données par la Figure 65.

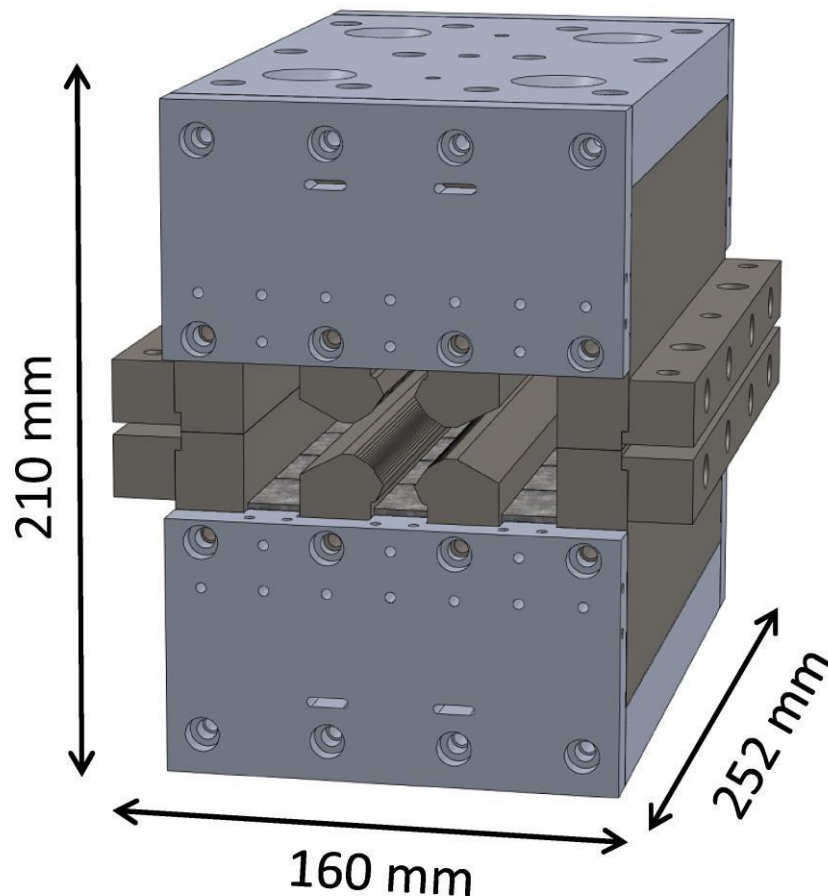


Figure 65 : Modèle CAD du prototype

Le prototype obtenu est très compact comparé à une structure résistive aux caractéristiques similaires [31], [35]. La masse totale de la structure est de 45 kg. Les AP représentent environ 1/4 de la masse total (12 kg). L'ensemble des pièces ferromagnétiques et les éléments de la culasse ont une masse de 33 kg. Le caractère imprécis de l'usinage des pièces engendre le besoin de définir des tolérances d'usinage. D'après l'étude de sensibilité, une tolérance de $\pm 50 \mu\text{m}$ pour l'usinage du profil des pôles est nécessaire. Cette tolérance sera appliquée à l'usinage des pôles du prototype. Afin d'obtenir un positionnement précis des pôles, la tolérance d'usinage des languettes des plaques de positionnement est de $\pm 50 \mu\text{m}$.

L'usinage des autres pièces du prototype est soumis à la table de tolérance Js12 qui est présentée dans le Tableau 16.

Tableau 16 : Table de tolérance Js12

Dimension pièce (mm)	Tolérances d'usinage (μm)
≤ 3	50
$> 10 \text{ et } \leq 18$	100
$> 120 \text{ et } \leq 180$	200
$> 400 \text{ et } \leq 500$	315

La méthode d'usinage de l'ensemble des pièces du prototype (excepté le profil des pôles) est le fraisage. Cette méthode couramment utilisée consiste à l'enlèvement de la matière par couches successives au moyen d'une fraise en rotation. L'usinage du profil des pôles est effectué par la méthode de l'électroérosion. Ce procédé d'usinage consiste à appliquer des décharges électriques sur la pièce à usiner au moyen d'un fil porté à un fort potentiel électrique. La pièce à usiner est placée dans un bain d'huile diélectrique afin d'éviter des décharges parasites dans les régions de la pièce à préserver.

A la réception des pièces usinées du prototype, une caractérisation a été effectuée afin de vérifier leur conformité. Les dimensions de chaque pièce ont été vérifiées. Un pied à coulisse numérique dont la résolution est d'environ $20 \mu\text{m}$ a été utilisé pour caractériser les pièces de géométrie simple et possédant des tolérances lâches (retour flux, barre de séparation, culasse). Les pièces ayant des tolérances plus serrées (plaques de positionnement) et le profil des pôles, ont été caractérisées à l'aide d'un outil de mesure plus précis : une Machine à Mesurer Tridimensionnelle (MMT) portable. Il s'agit d'un bras articulé (Figure 66) disposant d'un capteur sphérique à son extrémité. Ce bras permet de mesurer des dimensions dans un repère tridimensionnel.



Figure 66 : Bras articulé de mesure tridimensionnel FaroArm.

La précision de mesure fournie par le constructeur est de $\pm 20 \mu\text{m}$, ce qui est suffisant pour obtenir une estimation de la qualité de l'usinage. La mesure du profil des pôles a été effectuée en palpant la surface du pôle avec le capteur sphérique du bras de mesure. Le profil du pôle est reconstruit grâce à plusieurs points de mesure à la surface du pôle.

La Figure 67 présente un exemple de mesure d'un profil de pôle similaire au profil des pôles du prototype.

Les points de mesure de la Figure 67 correspondent à 10 séries de mesures effectuées sur le pôle afin de réduire le bruit de mesure. L'écart type moyen entre le profil mesuré et le profil théorique est de $43\text{ }\mu\text{m}$. Sachant que la tolérance est égale à $\sqrt{3}\sigma$ où σ est l'écart type, la valeur de la tolérance calculée est d'environ $74\text{ }\mu\text{m}$. Cette valeur est supérieure aux spécifications d'usinage des pôles. Cependant en incluant l'incertitude de mesure de $\pm 20\text{ }\mu\text{m}$ dans ce résultat, nous pouvons estimer la précision d'usinage dans une fourchette de $74 \pm 35\text{ }\mu\text{m}$.

Une meilleure précision des mesures peut être obtenue avec des MMT traditionnelles, qui disposent de portiques stables et dont la précision peut atteindre $\pm 1\text{ }\mu\text{m}$.

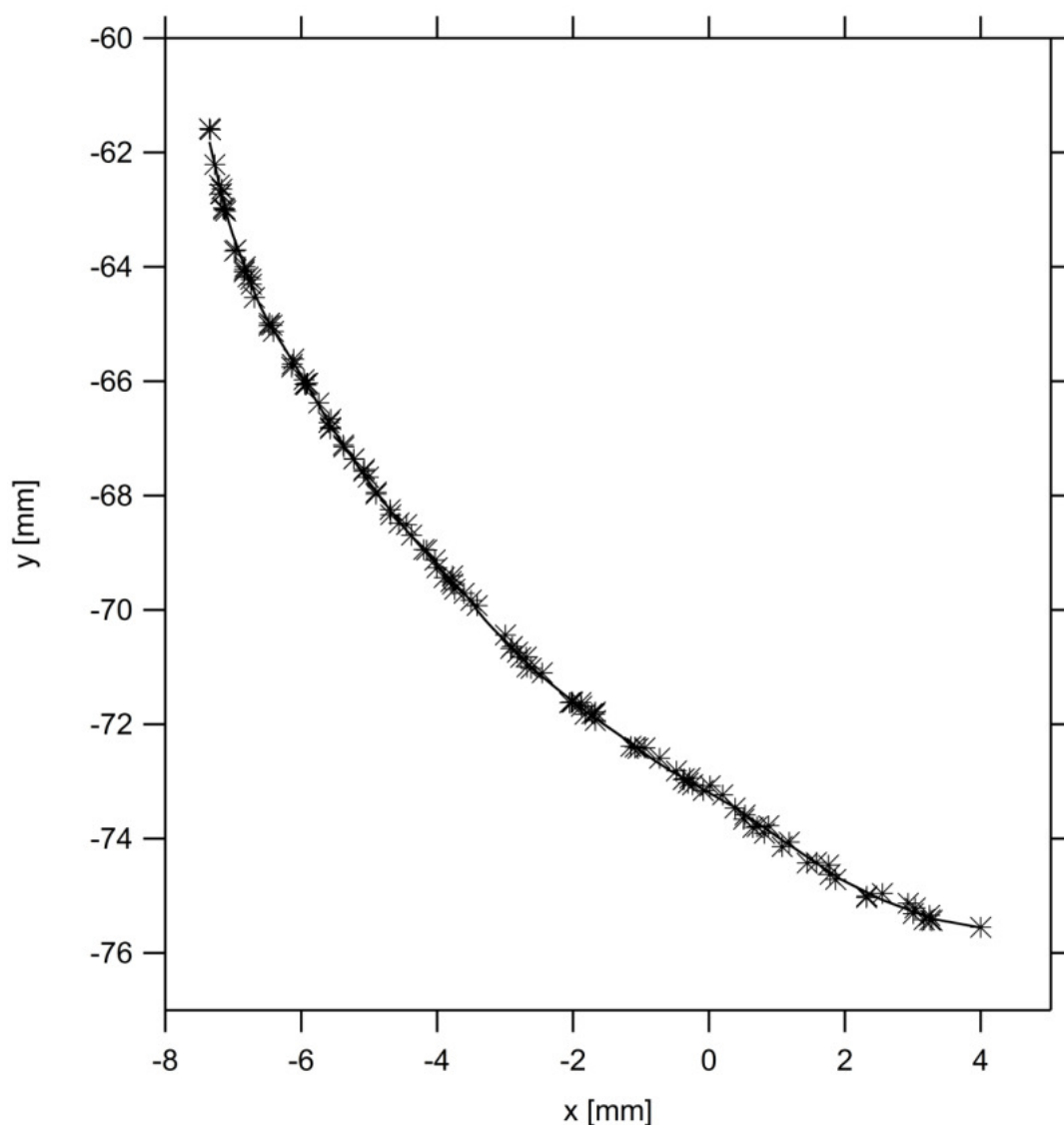


Figure 67 : Exemple de mesure d'un profil de pôle avec le bras articulé.

4.2 Caractérisation des aimants permanents

Le prototype du quadripôle hybride nécessite 36 blocs d'AP de type NdFeB repartis dans 6 compartiments. Afin de garantir une bonne qualité de champ du prototype, les caractéristiques des AP du prototype doivent être identiques. Cependant en pratique, ces caractéristiques diffèrent d'un bloc d'AP à un autre. Il est donc nécessaire de sélectionner les AP aux caractéristiques les plus proches. Pour cela, un banc de mesure magnétique des AP est réalisé afin de caractériser un lot d'une centaine d'AP.

Les caractéristiques des AP à déterminer sont :

- Le moment magnétique m qui est défini par le produit de l'aimantation et du volume de l'AP :

$$m = M \cdot V \text{ [A} \cdot \text{m}^2\text{]} \quad (94)$$

- L'erreur d'angle d'aimantation θ (l'angle d'aimantation de référence est nul)

La Figure 68 présente l'aspect et les dimensions d'un bloc d'AP utilisé pour le prototype.

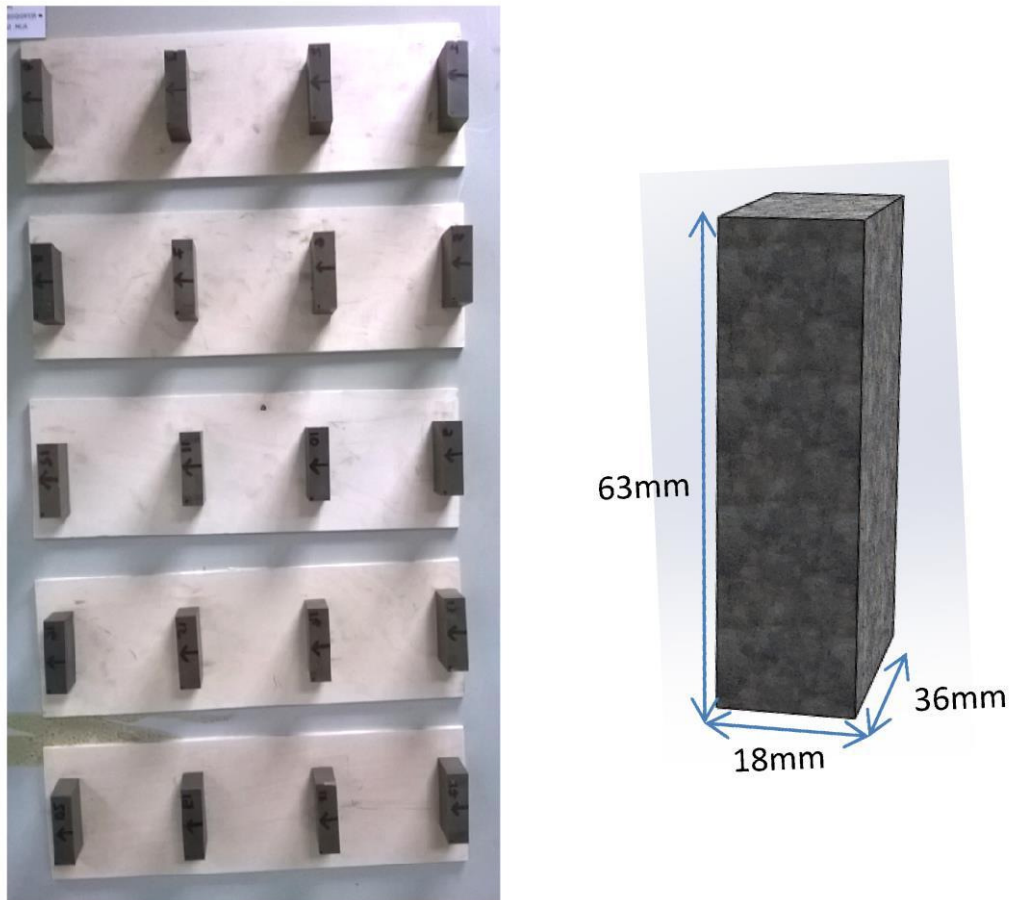


Figure 68 : Lot d'AP de type NdFeB à caractériser (gauche). Dimensions d'un AP (droite).

4.2.1 Méthode de mesure

4.2.1.1 Dipôle de référence

La mesure des AP permet de déterminer les trois composantes de l'induction B dans l'air à une certaine distance d de l'AP. La question est comment déterminer à partir de cette mesure ainsi que la connaissance du volume V de l'AP, le moment magnétique et l'angle d'aimantation.

Pour cela, nous partons de la formule analytique du champ fourni par un dipôle parfait. Pour obtenir cette formule, nous partons une boucle de courant de rayon R parcourue par un courant I . Les caractéristiques de cette boucle de courant et les variables de l'étude sont présentés par la Figure 69.

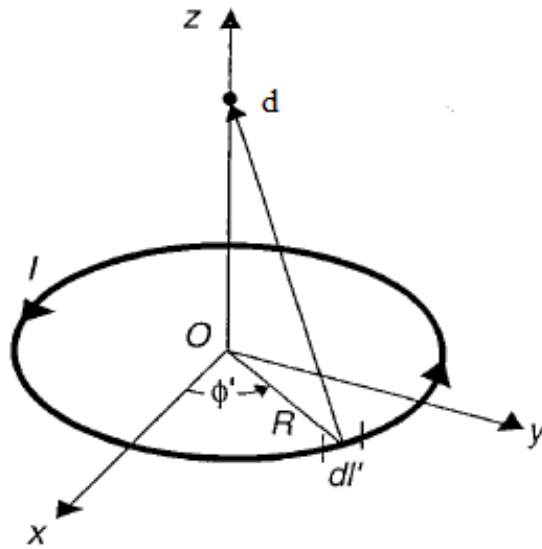


Figure 69 : Boucle de courant

L'expression de l'induction en fonction de la distance d est donnée par la relation suivante :

$$B(d) = \frac{\mu_0 I R^2}{2(R^2 + d^2)^{3/2}} \vec{z} \quad (95)$$

Pour une distance de mesure $d \gg R$, le rayon R de la boucle de courant est négligeable, l'expression ci-dessus se simplifie et devient :

$$B(d) = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 I R^2}{d^3} \quad (96)$$

En introduisant le moment magnétique définie par $m = I \pi R^2$, on obtient :

$$B(d) = \frac{\mu_0 m}{2\pi} \cdot \frac{1}{d^3} \quad (97)$$

Pour $d \gg R$, l'induction d'une source magnétique de forme quelconque est proportionnelle à son moment magnétique.

Pour s'en convaincre, les courbes de la Figure 70 montrent l'évolution de l'induction en fonction de la distance, pour un dipôle (formule analytique) et pour un aimant parallélépipédique aux dimensions des AP à mesurer. L'induction de ce dernier est obtenu par une simulation sur Radia. La comparaison est effectuée en fixant le même moment magnétique ($m = M \cdot V$) pour les deux sources.

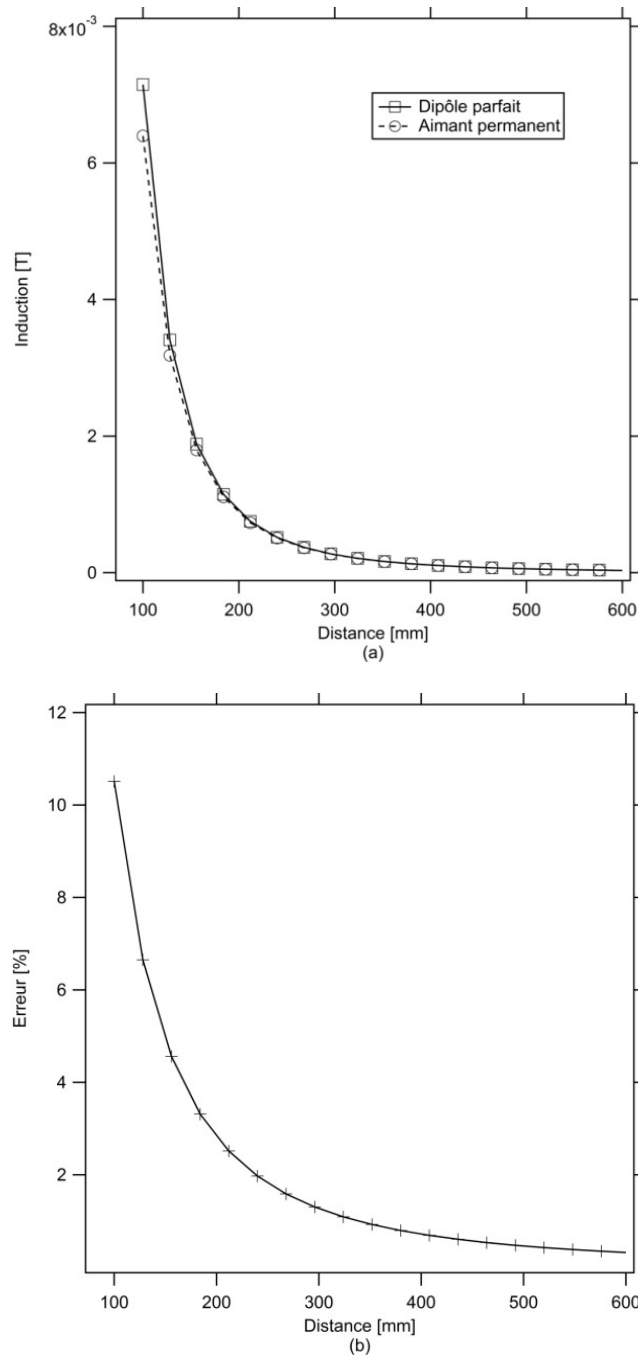


Figure 70 : Comparaison de l'induction d'un dipôle parfait et d'un AP en fonction de la distance (a). La différence de champ est présentée sur la courbe (b).

La différence d'induction entre le dipôle parfait et l'aimant parallélépipédique décroît très rapidement et devient négligeable pour des grandes distances. Ceci montre qu'à grande distance, la valeur de l'induction ne dépend plus de la forme de la source et que celle-ci peut être assimilée à un dipôle parfait.

De ce fait, la mesure de l'induction d'un AP à une grande distance relative à ses dimensions nous renseigne sur son moment magnétique et permet de déterminer son champ rémanent B_R en supposant connu le volume de l'AP.

4.2.1.2 Outil de mesure

La dispersion des caractéristiques des AP est très faible. Pour déceler ces différences, le champ magnétique des AP doit être mesuré avec une très grande précision. En général, les AP sont caractérisés à l'aide de bobines de Helmholtz. Cet outil est composé de deux bobines coaxiales identiques de rayons R et distantes d'une longueur L égale au rayon des bobines comme le montre la figure ci-dessous.

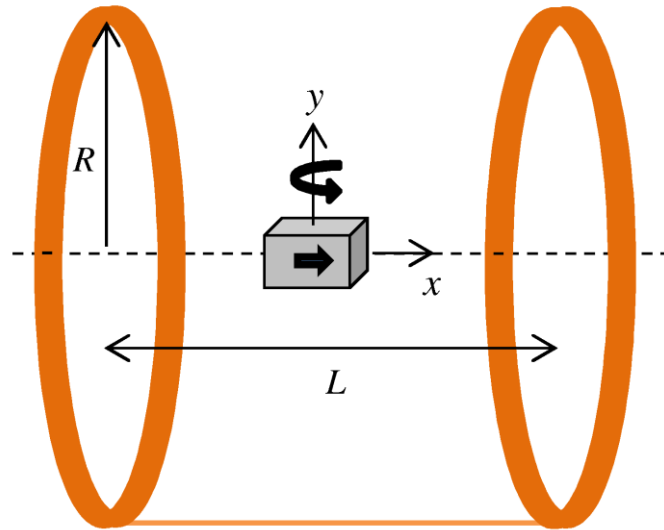


Figure 71 : Bobines de Helmholtz pour la mesure du champ magnétique.

Cette configuration des bobinages permet d'obtenir un champ magnétique homogène dans le volume. D'après le principe de réciprocité, l'expression du flux induit dans les bobines et généré par un dipôle placé au centre de la structure est (d'après [36]) :

$$\phi = \mu_0 m K_h \quad (98)$$

où m est le moment magnétique du dipôle et K_h est la constante de Helmholtz donné par

$$K_h = \frac{R^2}{\left(R^2 + \left(\frac{L}{2} \right)^2 \right)^{1.5}} \quad (99)$$

Pour la mesure de l'aimantation d'un bloc d'AP, ce dernier effectue une rotation d'un angle de 180° afin de mesurer la variation du flux induit. D'après la loi de Lentz $e = -\frac{d\phi}{dt}$, la FEM mesuré aux bornes des bobinages est intégré afin d'en déduire le flux :

$$\Delta\phi = -\int_{t_1}^{t_2} e(t) \cdot dt = 2\mu_0 m K_h \quad (100)$$

En supposant le volume V du bloc d'AP connu, l'aimantation M est donné par

$$M = \frac{\int_{t_1}^{t_2} e(t) \cdot dt}{2\mu_0 K_h V} \quad (101)$$

La précision de la mesure du champ avec les bobines de Helmholtz est limitée car les dimensions du bobinage ne sont pas connues avec certitude et à cause de l'erreur sur l'angle de rotation de l'AP.

Pour la mesure des blocs d'AP, nous utilisons un magnétomètre à saturation de flux (fluxgate) dont les caractéristiques sont données dans **l'annexe 4**. Ce matériel très sensible, permet de mesurer les trois composantes de l'induction sur une plage de quelque nT à 1 mT . Il est constitué de deux bobinages (primaire et secondaire) disposés autour d'un noyau ferromagnétique. Un signal d'excitation alternatif est appliqué aux bornes du bobinage primaire, créant un champ magnétique dans le noyau. Lorsqu'un champ magnétique extérieur apparaît dans le noyau, celui-ci s'ajoute au champ d'excitation, créant un champ résultant asymétrique. Le signal apparaissant aux bornes du bobinage secondaire contient alors des harmoniques d'ordres paires caractéristiques de cette asymétrie. Le signal de sortie est filtré afin de ne conserver que la part des harmoniques paires. Cette amplitude varie avec l'intensité du champ mesuré. La Figure 72 montre le principe de fonctionnement de cet appareil. Le magnétomètre fournit une tension proportionnelle au champ mesuré dont l'échelle est de $10 \text{ mV}/\mu\text{T}$. Cette tension est mesurée par un voltmètre très sensible (voir en annexe) afin d'obtenir une bonne précision de mesure. Le bruit interne du magnétomètre et du voltmètre est très faible. Cependant une série de mesures a été effectuée puis une moyenne a été faite afin de réduire le bruit. Pour compenser la dérive en température du magnétomètre ($0.6 \text{ nT}/^\circ\text{C}$), les mesures ont été effectuées dans une salle où la température est stabilisée. L'offset du magnétomètre ainsi que le champ ambiant seront éliminés grâce à une procédure de mesure expliquée dans les paragraphes suivants.

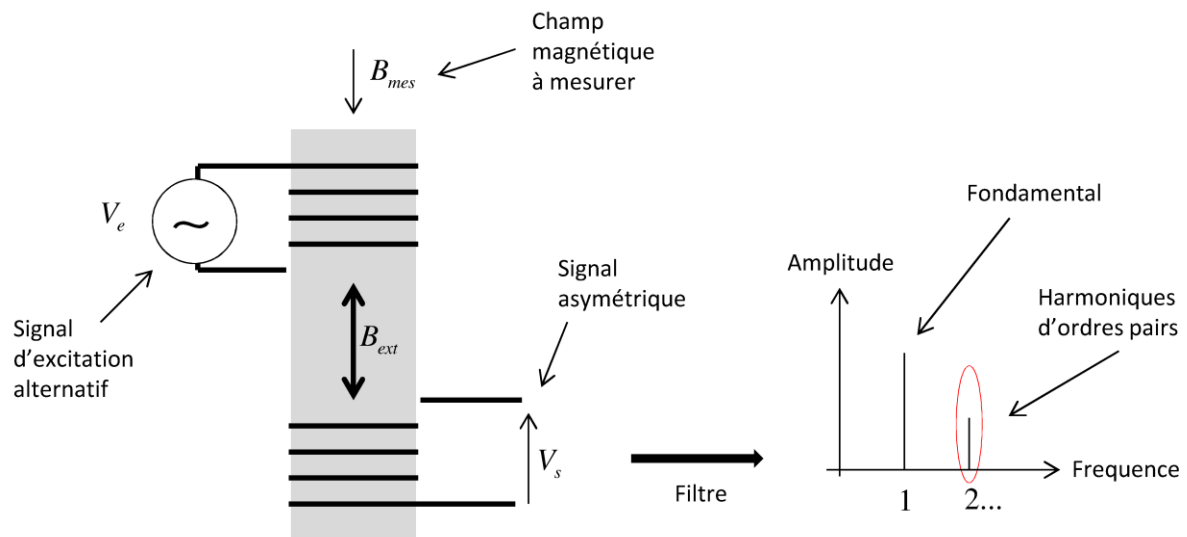


Figure 72: Principe de fonctionnement du magnétomètre fluxgate

4.2.1.3 Description du banc de mesure

Le système de mesure est installé sur une table de granite afin d'obtenir une bonne stabilité. L'AP à mesurer ainsi que le magnétomètre reposent sur des supports bridés à la table et sont maintenus à une distance $d = 70$ cm. Ces supports permettent de faire correspondre l'axe du magnétomètre à celui de l'AP.

La Figure 73 présente le banc de mesures.

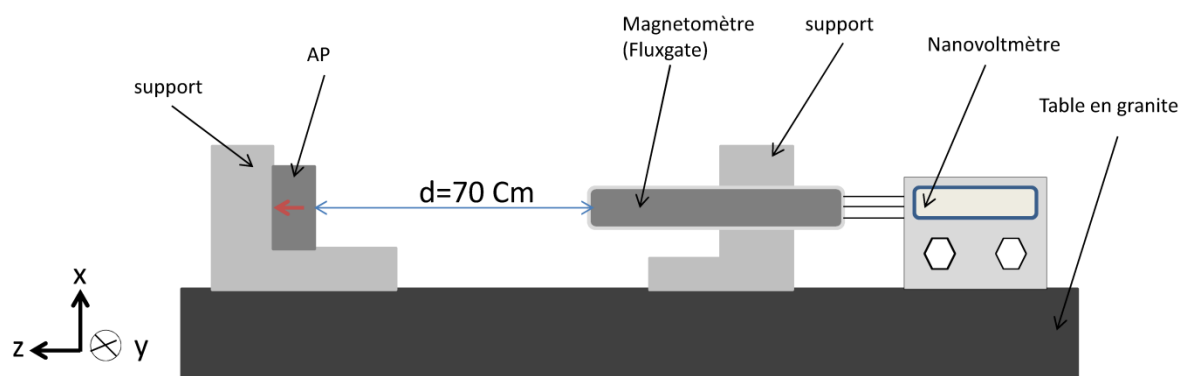


Figure 73 : Banc de mesure des AP

Le choix de la distance de mesure de 70 cm est un compromis entre la force du signal captée par la sonde (rapport signal sur bruit élevé) et la distance nécessaire pour considérer l'AP comme un dipôle parfait. Pour cette distance de 70 cm, l'erreur entre l'induction d'un AP et un dipôle parfait (formule analytique) est de 0.5%. Cependant, cette erreur n'intervient pas dans la comparaison des moments magnétiques des AP mais sur la valeur absolue lors des mesures.

4.2.1.4 Procédure de mesure

Une procédure de mesure a été établie pour éliminer le champ ambiant et l'offset de la sonde. En effet, le champ magnétique ambiant qui est de l'ordre de plusieurs dizaines de micro Tesla ($20\mu\text{T}$ dans la salle de mesure) vient s'appliquer sur la mesure des trois composantes du champ de l'AP à mesurer. L'offset de la sonde de $\pm 50\text{ nT}$ vient également entacher cette mesure.

Pour éliminer ces erreurs supposées constantes et obtenir les 3 composantes de l'induction des AP, nous procédons à quatre mesures de l'AP dans différentes positions comme le montre la Figure 74. Ceci a pour effet d'alterner le signe de chacune des trois composantes de l'induction. Une opération entre les différentes mesures permet ensuite d'extraire la valeur de chaque composante de l'induction.

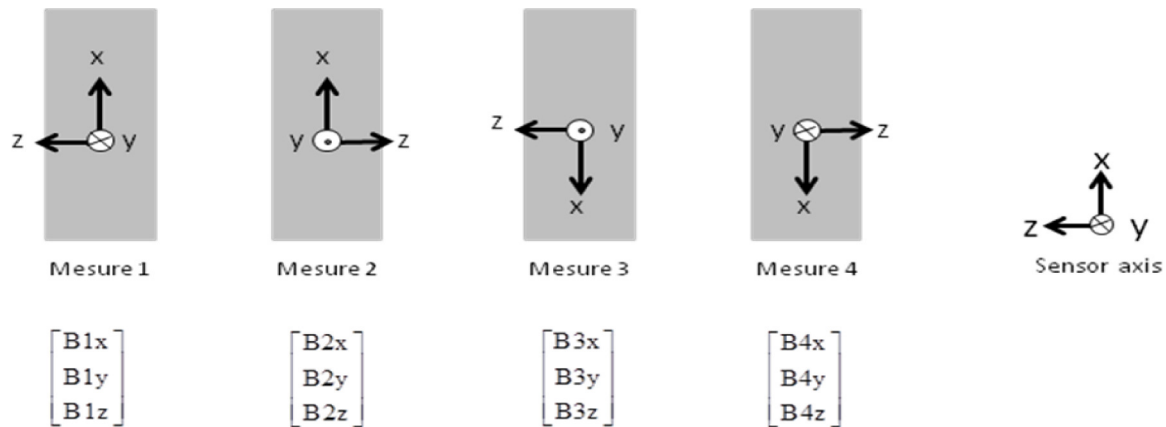


Figure 74 : Procédé de mesure d'un aimant

Chaque composante de l'induction des AP est calculée de manière suivante :

$$B_x = \frac{\frac{B_{1x} - B_{3x}}{2} + \frac{B_{2x} - B_{4x}}{2}}{2}$$

$$B_y = \frac{\frac{B_{1y} - B_{2y}}{2} + \frac{B_{4y} - B_{3y}}{2}}{2}$$

$$B_z = \frac{\frac{B_{1z} - B_{2z}}{2} + \frac{B_{3z} - B_{4z}}{2}}{2}$$

A partir de ce procédé de mesure, l'offset de la sonde et le champ ambiant sont éliminés. Plusieurs mesures à vide (sans AP dans la salle de mesure) permettent d'évaluer l'erreur aléatoire provenant du bruit électromagnétique rayonné et de la répétabilité du capteur. Nous obtenons une fluctuation du champ d'environ 10 nT .

Afin d'évaluer la qualité du banc de mesure nous effectuons une dizaine de mesures d'induction d'un AP en suivant la procédure de mesure pour éliminer les erreurs. L'écart type obtenu sur chaque composante de l'induction est donnée par le Tableau 17 .

Tableau 17 : Ecart type des 3 composantes de l'induction pour une série de 10 mesures.

Composante de l'induction	B_x	B_y	B_z (composante principale)
Ecart type [%]	0.62	0.1	0.04

L'ordre de grandeur du champ mesuré est d'une dizaine de micro-Tesla pour la composante principale et de quelque nano-Tesla pour les deux composantes transverses. Le banc de mesure est relativement précis car l'écart type de la série des dix mesures est inférieur à 1% pour les trois composantes. Cela est encore plus vrai sur la composante principale.

4.2.2 Résultats des mesures

Nous disposons d'un total de 138 AP à mesurer. Une sélection de 36 aimants présentant les meilleures caractéristiques a été effectuée. Durant toute la campagne de mesure, la température maximale mesurée dans la salle est de 22.5 °C et la température minimale est de 21.84 °C. Cette différence de température de 0.71 °C entraîne une dérive de la sonde de mesure de 0.42 nT. Cette valeur est très faible comparée à l'erreur aléatoire d'environ 10 nT. La variation du champ rémanent des aimants en fonction de la température est de 0.1 %/°C. Une correction sur les mesures a été effectuée pour prendre en compte cette variation.

La valeur moyenne des trois composantes de l'induction mesurée, pour les 138 AP est présentée dans le tableau suivant.

Tableau 18 : Valeur moyenne des composantes de l'induction des 138 AP

Composante du champ	B_x	B_y	B_z (composante principale)
Valeur de l'induction [μ T]	$-3.6 \cdot 10^{-3}$	$-5 \cdot 10^{-3}$	19.32

Le champ rémanent de chaque AP est déduit de manière suivante :

$$B_R = \mu_0 M = \frac{2\pi d^3}{V} B_z \quad (102)$$

L'induction rémanente des blocs d'AP mesurés est présentée par la Figure 75. Des facteurs de corrections ont été appliqués à ces mesures afin de prendre en compte la variation de température, la disposition des trois capteurs de la sonde et la susceptibilité des AP. La distance d est mesurée à partir du centre de l'AP jusqu'à la position des capteurs de la sonde.

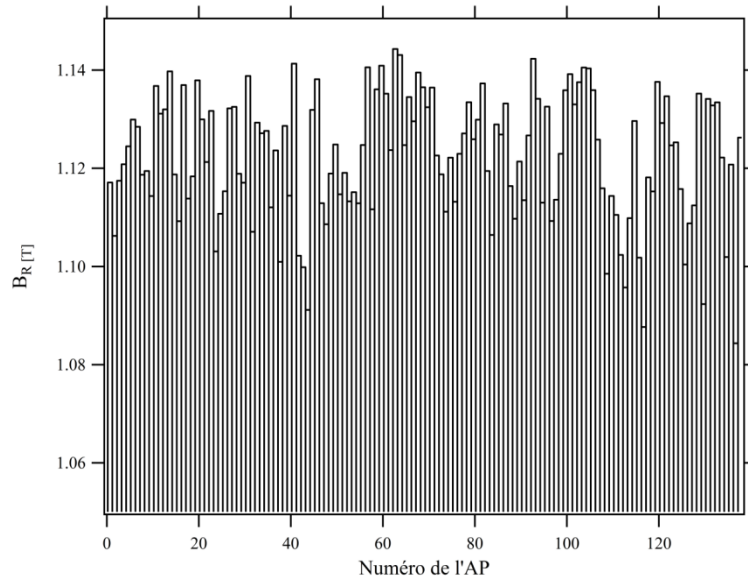


Figure 75 : Mesure des 138 blocs d'AP.

L'induction moyenne des 138 blocs d'AP est de $B_{R_{moyen}} = 1.12 \text{ T}$ et l'écart type est de 0.013 T .

L'angle d'aimantation est déterminée à partir des composantes transverses de l'induction (B_x et B_y). Nous considérons uniquement l'angle introduit par la composante B_y car celle-ci est la plus contraignant sur la qualité du champ. Le calcul de cet angle est donné par la relation ci-dessous :

$$\theta = \text{ArcTan}\left[\frac{B_y}{B_z}\right]$$

$$\text{Pour } \theta \ll 1 \Rightarrow \theta \cong \frac{B_y}{B_x}$$

L'erreur d'angle de chacun des 138 aimants ainsi que l'écart type sont donnés par la Figure 76.

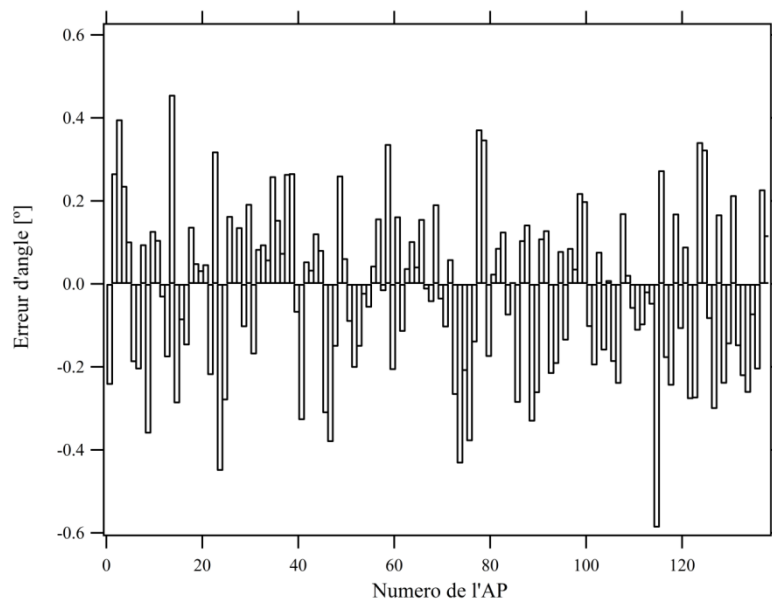


Figure 76 : Erreur d'angle des 138 blocs d'AP.

La moyenne des erreurs d'angle est de -0.019° ce qui est quasiment nulle. L'écart type est de 0.2° . Ces résultats montrent la bonne qualité des aimants qui seront utilisés pour le prototype. Nous avons sélectionné parmi les 138 blocs d'AP, ceux qui ont les plus grandes valeurs d'induction rémanente afin de maximiser le gradient du prototype.

4.2.3 Arrangement des aimants permanents dans le prototype

L'objectif de cette partie est de déterminer l'arrangement dans le prototype des 36 AP sélectionnés afin d'équilibrer au mieux les moments magnétique des 6ensembles d'AP du quadripôle. La disposition des AP doit également permettre de minimiser l'erreur d'angle obtenue pour chaque ensemble d'AP.

La Figure 77 montre la dispersion des valeurs du champ rémanent et des angles d'aimantation des 36 aimants sélectionnés :

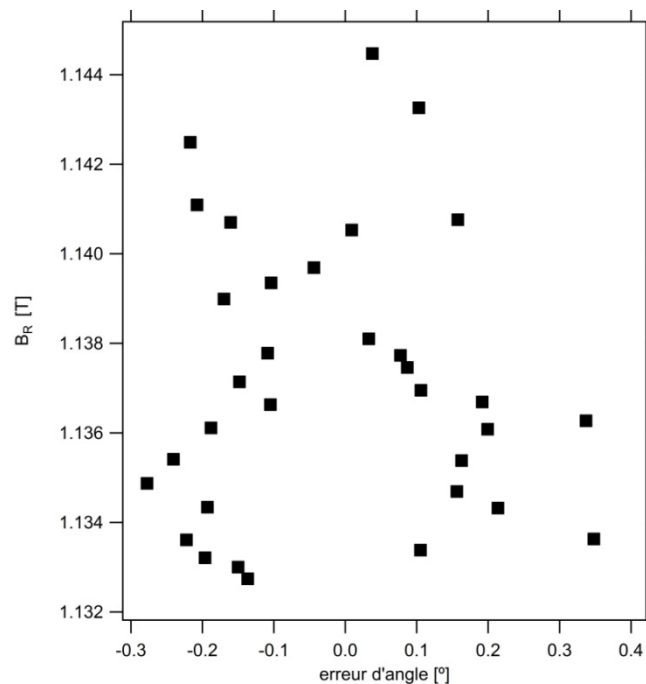


Figure 77 : dispersion des caractéristiques des 36 aimants

L'arrangement des AP dans chaque compartiment du quadripôle est effectuée de manière aléatoire. L'induction moyenne et l'erreur d'angle d'aimantation moyenne obtenues pour chaque ensemble sont présentées dans le Tableau 19.

Tableau 19 : Résultat de l'arrangement des AP dans chaque compartiment du quadripôle

Compartiment	B_R [T]	Erreur d'angle [°]
1	1.142	-0.73
2	1.139	0.074
3	1.137	-0.52
4	1.136	-0.13
5	1.134	-0.178
6	1.133	-0.25

Tableau 20 : Bilan de l'équilibrage des compartiments du quadripôle

B_R moyen [T]	1.137
Ecart type [%]	0.3

L'écart type de l'induction rémanente des 6 compartiments est inférieur à 1% ce qui limitera le déséquilibre de l'aimantation du quadripôle et permettra d'obtenir une bonne qualité du champ. Le choix des AP a permis d'obtenir une erreur d'angle faible dans chaque compartiment.

4.3 Assemblage du prototype

La procédure d'assemblage est composée de trois phases :

- Assemblage des deux sous-ensembles du quadripôle
- Insertion des AP dans les sous-ensembles
- Assemblage des deux parties de la structure

Cet assemblage a été réalisé par notre équipe au laboratoire « Insertion Devices » de l'ESRF. Cela permet d'être confronté aux difficultés rencontrées durant l'assemblage et d'avoir un retour d'expérience afin d'améliorer la structure et la procédure de montage si nécessaire.

La Figure 78 présente la première phase d'assemblage du quadripôle sur la table en granite. Les pièces ferromagnétiques et les pièces en aluminium des deux sous-ensembles sont identiques. Les plaques avant du quadripôle ne sont pas montées lors de cette phase pour permettre l'insertion des AP. Les vis de fixation des pièces du prototype sont de type BTR d'un diamètre 6 mm.

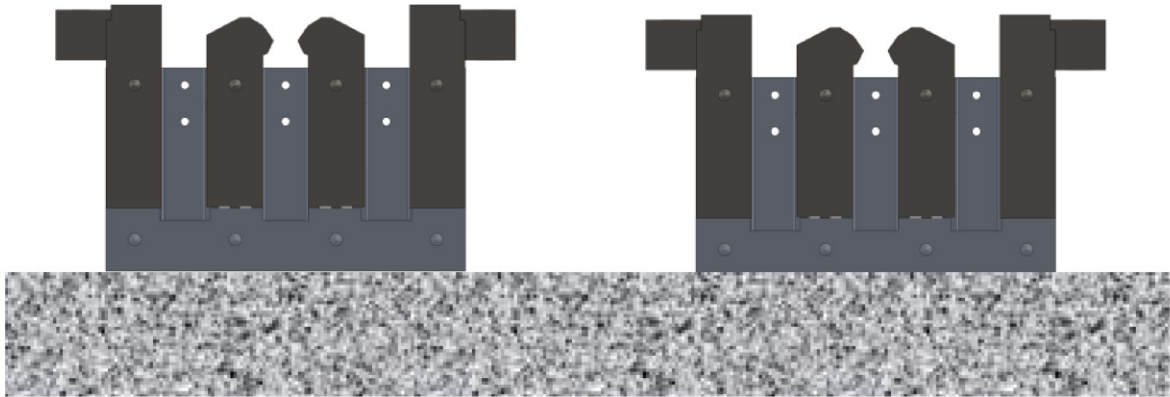


Figure 78 : Assemblage des deux parties du quadripôle

La phase d'insertion des AP dans le prototype nécessite une pièce spécifique pour le guidage des AP dans les compartiments comme le montre la Figure 79. Cette pièce permet de faire un écran entre les AP et les surfaces des pièces ferromagnétiques afin d'éviter une attraction entre ces éléments. Cette phase débute par le positionnement de la pièce de guidage sur la face avant d'un sous-ensemble du prototype.

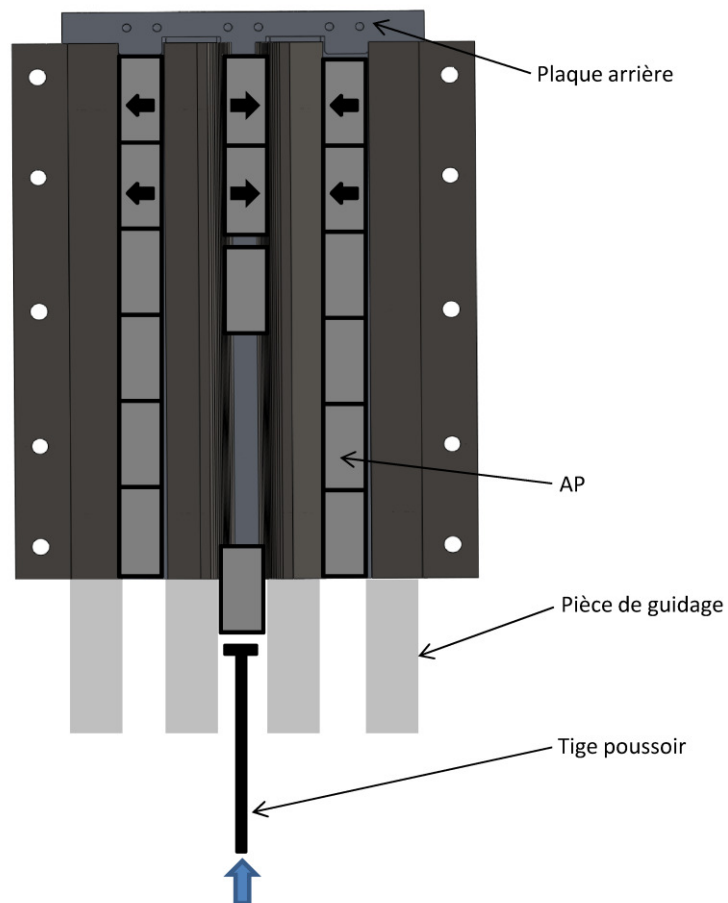


Figure 79 : Insertion des AP dans la structure

Les AP sont poussés dans les compartiments de la structure avec une tige amagnétique. Une force de répulsion agit sur les AP lorsqu'ils entrent dans la structure. Un outil rotatif de type perceuse, accouplé à la tige poussoir peut être utilisé pour vaincre cette force. Lorsqu'une partie de l'AP est insérée dans la structure, l'AP est soudainement "aspiré" dans le compartiment de la structure. L'AP est alors poussé à l'aide de la tige jusqu'à sa position finale. Les forces magnétiques sont quasiment nulles lors de cette phase.

Lorsque l'insertion des AP est terminée, les plaques avant de la structure sont montées sur le prototype. La phase finale de l'assemblage des deux sous-ensembles commence par la fixation de la partie inférieure de la structure aux brides de la table en granite. La partie supérieure de la structure est reliée au palan à l'aide d'une élingue puis rapprochée lentement vers la partie inférieure comme le montre la Figure 80.

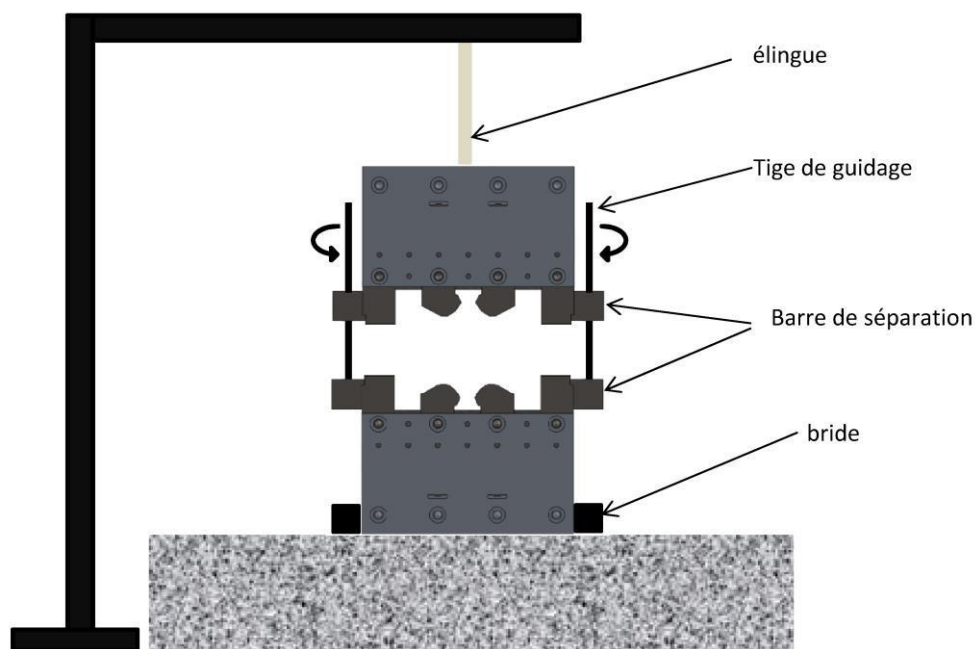


Figure 80 : Union des deux sous ensembles du quadripôle

Des tiges passant à travers les barres de séparation supérieures et supportées par les barres de séparation inférieures permettent de guider l'assemblage des deux parties du quadripôle. Ces tiges de guidage sont des vis dont les mouvements de rotation permettent de rapprocher la partie supérieure de la partie inférieure de la structure. Lorsque les deux parties de la structure sont en contact, elles sont fixées au moyen de vis et d'écrous à travers les barres de séparation.

Le prototype final est présenté par la Figure 81. La caractérisation mécanique du prototype a été effectuée avec le bras de mesure tridimensionnel. Les contours des pôles du prototype assemblés ont été mesurés afin de reconstruire le positionnement spatial de ces pièces. Ce travail a été réalisé sur les pôles à l'avant et à l'arrière de la structure.

Une mesure de position des pôles à l'avant du prototype est présentée par la Figure 82.

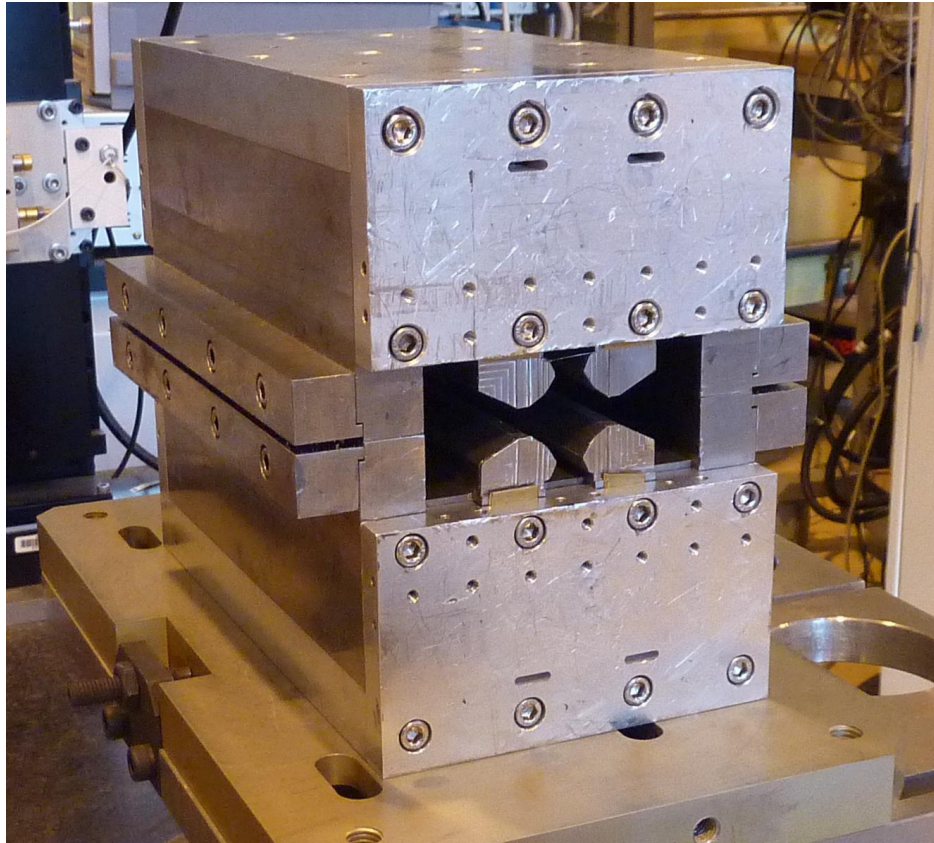


Figure 81 : Prototype du quadripôle hybride.

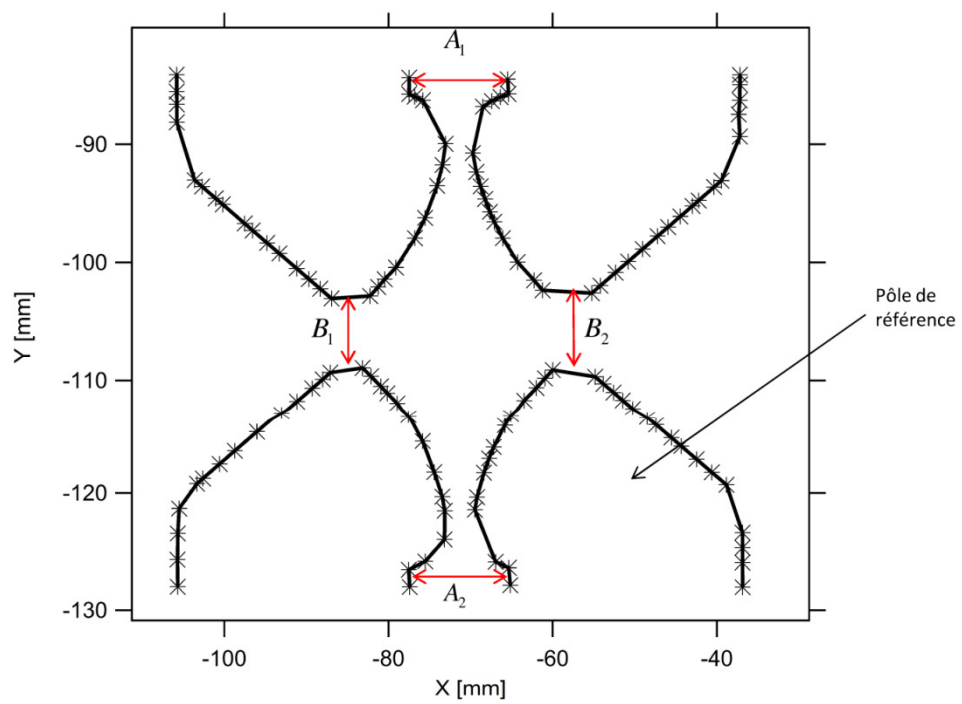


Figure 82 : Mesure de position des pôles de la structure. Les points de mesure sont repérés par des étoiles.

Le pôle inférieur droit de la face avant de la structure est choisi comme la référence de positionnement pour les autres pôles. Les distances stratégiques entre les pôles sont indiquées sur la Figure 82. Notons que pour obtenir les écarts (A_1, A_2, B_1, B_2), une valeur de 6 mm doit être ajoutée à ces distances pour prendre en compte le rayon de la sphère du bras de mesure. La mesure de position des pôles montre que les écarts verticaux B_1 et B_2 ne sont pas satisfaits ($\approx 300 \mu\text{m}$ d'erreur en moyenne). Ces erreurs sont prévisibles : les pôles n'ont pas été serrés sur la culasse avec un couple prédéfini car il a été prévu d'utiliser des cales de positionnement. Les écarts verticaux B_1 et B_2 des pôles ont été ajustés en rapprochant les pôles de la culasse au moyen des vis insérés dans les pôles. Plusieurs ajustements suivis de mesures mécaniques ont été effectués pour obtenir des résultats satisfaisants. Des cales en laitons (matériau amagnétique composé de cuivre et de zinc) d'épaisseurs calibrées ont été insérées entre les pôles et la culasse. Les cales utilisées ont une épaisseur d'une centaine de micromètre en moyenne.

Les pôles sont ensuite serrés à la culasse afin de rigidifier l'assemblage. Après ces réglages, les mesures montrent que les écarts verticaux sont dans les tolérances ($B_1 \geq 10 \text{ mm}$ et $B_2 \geq 10 \text{ mm}$). Les erreurs de positionnements verticaux sont en moyenne d'une dizaine de micromètre. La mesure des écarts horizontaux A_1 et A_2 fournit les résultats suivants :

$$A_1 = 18,01 \text{ mm}$$

$$A_2 = 18,25 \text{ mm}$$

Les écarts A_x spécifiés étant de 18 mm, il apparaît une erreur de $10 \mu\text{m}$ pour l'écart A_1 ce qui est en accord avec les tolérances de positionnement spécifiés ($\leq 25 \mu\text{m}$). Cependant une erreur de $250 \mu\text{m}$ a été mesurée pour l'écart A_2 . Cette erreur est 10 fois supérieure à la tolérance de positionnement. Des vérifications multiples n'ont pas permis de déceler la source de cette erreur. Nous pouvons cependant admettre que la plaque de positionnement des pôles doit être améliorée afin de mieux maîtriser ces erreurs et garantir cet écart. Cette erreur mécanique montre à quel point il est difficile de positionner précisément plusieurs pièces aux degrés de libertés multiples.

CONCLUSION

Les différentes étapes de la construction du prototype du quadripôle hybride ont été présentées. La conception de la culasse pour maintenir l'ensemble des pièces magnétiques de la structure à été une étape critique. En effet les tolérances d'assemblage sont très serrées et les forces magnétiques au sein de la structure doivent être maîtrisées. Les différentes pièces du prototype ont été caractérisées afin de vérifier leurs conformités. L'assemblage du prototype a été réalisé avec des outils spécifiques dans notre laboratoire afin d'évaluer les difficultés lors de cette étape ce qui permet un retour d'expérience. Le prototype final, présente des erreurs d'assemblage telles que l'écartement entre les pôles, ce qui impactera l'homogénéité du champ. La conception de la culasse doit être repensée afin de réduire les erreurs d'assemblage.

CHAPITRE 5

MESURES ET CORRECTIONS MAGNETIQUES

5 Mesures et corrections magnétiques

La caractérisation magnétique du prototype est une étape décisive du projet. Les mesures magnétiques ont permis de déterminer le gradient du quadripôle hybride ainsi que son homogénéité. Pour cela, un banc de mesure de type fil tendu a été utilisé. Les résultats obtenus ont été comparés aux résultats théoriques du modèle Radia. Il est évident que les erreurs dues aux tolérances de réalisation et d'assemblage du prototype ont un impact sur le gradient et la qualité du champ. Afin de corriger les erreurs mécaniques, un outil de correction de la qualité du champ a été mis en œuvre : des pièces ferromagnétiques de géométries spécifiques ont été installées sur les extrémités des pôles du prototype.

5.1 Outils et méthode pour la mesure magnétique

Les mesures magnétiques d'un aimant d'accélérateur permettent en premier lieu de déterminer l'intégrale du champ sur toute la longueur de l'aimant. Ce champ intégré détermine l'angle et la position d'une particule chargée à la sortie de l'aimant. Une analyse de cette mesure permet de déterminer l'ICM et l'homogénéité de l'aimant. Les mesures magnétiques permettent également de déterminer le centre magnétique de l'aimant pour effectuer un alignement avec les autres aimants de l'accélérateur et avec le faisceau de particules. Historiquement, la mesure des aimants d'accélérateur a été réalisée avec des bobines disposées sur un cylindre tournant. Cette technique de mesure basée sur l'induction (loi de Lenz) exploite la tension aux bornes du bobinage induit par la variation du flux. Cette tension qui est ensuite intégrée par rapport au temps, est proportionnelle à l'intégrale du champ (les expressions sont présentées dans les paragraphes suivant). La Figure 83 présente une bobine tournante utilisée pour la caractérisation des quadripôles du CERN.

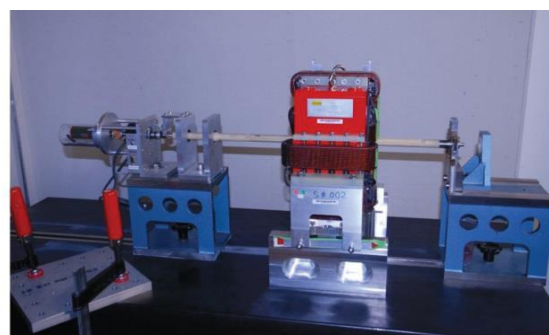
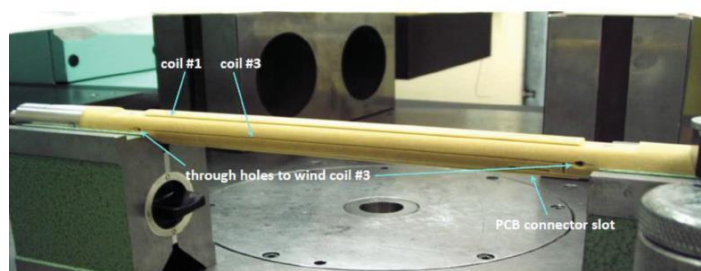


Figure 83 : Bobine tournante développée au CERN (gauche) constitué de trois bobines disposées sur un support cylindrique en époxy. Exemple d'un banc de mesure pour la caractérisation d'un quadripôle résistif (droite)

La précision obtenue avec cette méthode de mesure est de l'ordre de 10^{-4} avec une résolution pouvant atteindre 10^{-6} d'après [37] et [38]. La problématique des mesures magnétiques est que le contenu harmonique à mesurer est largement dominé par le multipôle principal dans le signal obtenu. Cela a pour effet de réduire la précision de mesure du contenu harmonique qui est aussi perturbé par le bruit.

Pour résoudre ce problème, des bobines de compensation sont utilisés afin de supprimer le signal généré par le multipôle principal. La détermination du contenu harmonique à partir de la tension mesurée, requiert la connaissance précise de la surface du bobinage : cette surface doit être calibrée.

Cette erreur entraîne une incertitude sur l'amplitude de la composante principale. Une bobine donnée est optimisée pour une ouverture et une longueur d'aimant à mesurer, ce qui implique de fabriquer une bobine tournante spécifique à chaque type d'aimant.

Pour palier ce problème, les méthodes de type fil tendu sont préférées à ce jour et de nombreux développements y sont consacrés. Ce système de mesure est basé sur le même principe que la bobine tournante. Un fil est tendu d'une extrémité à l'autre de l'aimant à mesurer. Ce fil décrit une trajectoire circulaire ou quelconque dans l'entrefer grâce à des platines de translation dont la précision de positionnement peut atteindre le micromètre. Le banc de mesure au fil tendu utilisé à l'ESRF est présenté par la Figure 84.

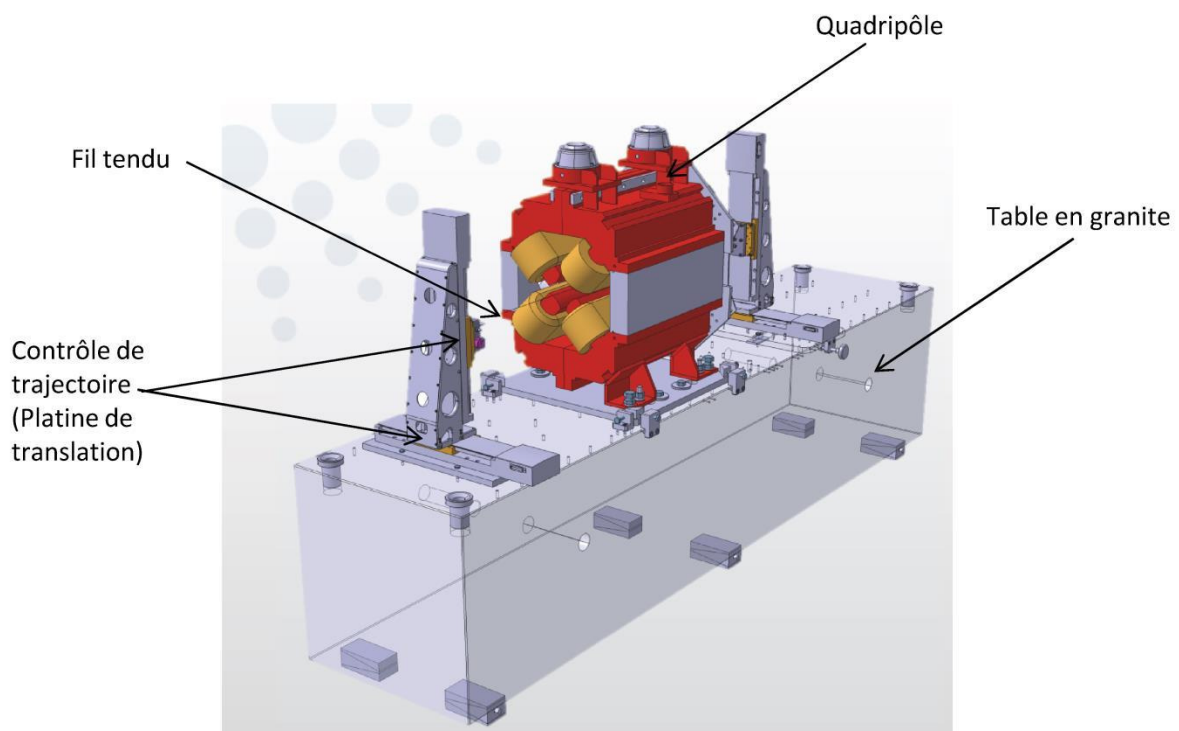


Figure 84 : Première version du banc de mesure au fil tendu développé à l'ESRF

La description complète de ce banc de mesure au fil tendu ainsi que des exemples de mesures de plusieurs types d'aimants sont présentés dans [39]. La méthode de mesure au fil tendu a l'avantage d'être flexible et donc de s'adapter à tous les types d'aimants (dipôle, quadripôle, sextupôle, etc...), d'ouvertures et de longueurs différentes. Ce banc de mesure développé à l'ESRF intervient dans un contexte où plusieurs types d'aimants de la nouvelle maille doivent être caractérisés. Cet outil est également utilisé pour l'alignement des aimants et pour la mesure des onduleurs.

L'idée de la mesure au fil tendu n'est pas récente mais son développement a été freiné par la nécessité d'un contrôle précis de la position du fil. De plus, l'utilisation d'un fil est équivalente à celle d'une bobine constituée d'une spire. Dans ce cas, le faible signal mesuré est entaché de bruit (le rapport signal sur bruit est faible), ce qui oblige à répéter plusieurs fois la même mesure afin d'éliminer le bruit.

La précision absolue de la méthode de mesure au fil tendu est essentiellement limitée par les erreurs de trajectoire du fil. Ces erreurs sont introduites par les platines de translation et le contrôle associé. La nécessité de tendre le fil afin de limiter sa flèche causée par la gravité impose l'utilisation d'un

matériau très résistant et léger. Le cuivre-béryllium et le titane sont les matériaux couramment employés.

Afin de relier l'intégrale du champ mesuré par le fil aux multipôles contenus dans ce champ, considérons un fil décrivant une trajectoire circulaire dans l'ouverture d'un aimant quelconque comme le montre la Figure 85.

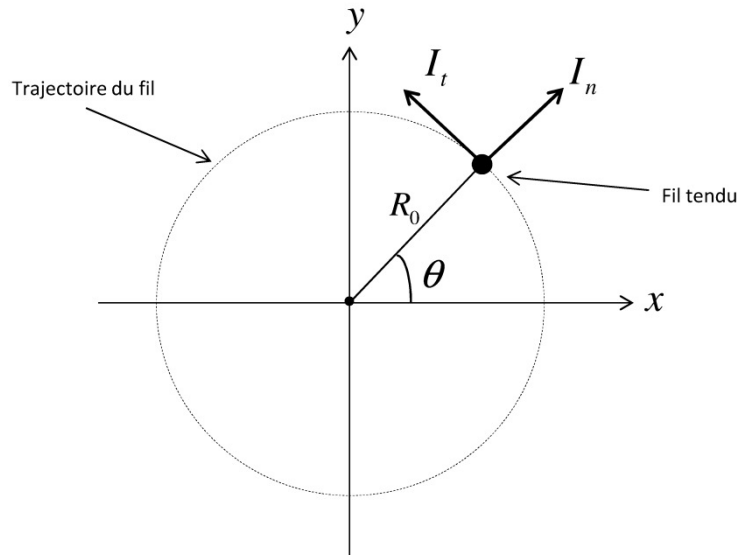


Figure 85 : Définition des variables pour la mesure au fil tendu.

I_n et I_t sont respectivement la composante normale et la composante tangentielle de l'intégrale du champ suivant l'axe longitudinal de l'aimant. R_0 est le rayon de mesure et θ est l'angle entre l'axe x et la position du fil. Le champ complexe intégré est défini de manière suivante :

$$I_m = I_t + iI_n = e^{i\theta} I_{xy}, \quad (103)$$

où I_{xy} est l'intégrale du champ complexe dans le repère x, y et défini par :

$$I_{xy} = I_y + iI_x = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n + ia_n) \left(\frac{z}{R_1} \right)^{n-1}, \quad (104)$$

où R_1 est le rayon de référence de l'aimant.

En remplaçant l'expression (104) dans l'expression (103), nous obtenons :

$$I_m = e^{i\theta} \left(\sum_{n=1}^{\infty} (b_n + ia_n) \left(\frac{z}{R_1} \right)^{n-1} \right), \quad (105)$$

avec $z = R_0 e^{i\theta}$. En supposant que M acquisitions sont effectuées sur le contour lors du déplacement du fil, et que les N premiers ordres multipolaires sont considérés, nous obtenons l'expression matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_{tn}^1 \\ \vdots \\ I_{tn}^M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{i\theta_1} & \dots & e^{i\theta_1} \left(\frac{z_1}{R_1} \right)^{N-1} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{i\theta_M} & \dots & e^{i\theta_M} \left(\frac{z_M}{R_1} \right)^{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 + ia_1 \\ \vdots \\ b_N + ia_N \end{pmatrix}. \quad (106)$$

Sachant que le fil mesure uniquement la composante normale de l'intégrale du champ I_n (composante perpendiculaire à l'axe du fil et à sa vitesse), nous obtenons :

$$\begin{pmatrix} I_n^1 \\ \vdots \\ I_n^M \end{pmatrix} = \Im \left[\begin{pmatrix} e^{i\theta_1} & \dots & e^{i\theta_1} \left(\frac{z_1}{R_1} \right)^{N-1} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{i\theta_M} & \dots & e^{i\theta_M} \left(\frac{z_M}{R_1} \right)^{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 + ia_1 \\ \vdots \\ b_N + ia_N \end{pmatrix} \right] \quad (107)$$

L'expression (107) permet de déterminer les coefficients b_n et a_n du contenu harmonique à partir de la connaissance des différentes positions du fil et des intégrales du champ mesurés. Cette expression peut aussi être utilisée pour simuler les mesures d'intégrales obtenues à partir d'un jeu de coefficients multipolaires et pour une trajectoire arbitraire.

L'expression du flux coupé par le fil lors d'une rotation d'angle $\Delta\theta$ entre les instants t_1 et t_2 est (on admettra que l'intégrale de champ est moyennée pour ce déplacement) est :

$$\phi = I_n R_0 \Delta\theta, \quad (108)$$

et d'après la loi de Lentz, la tension aux bornes du fil est donné par :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (109)$$

Le calcul de l'intégrale du champ à partir de la tension mesurée est :

$$I_n = \frac{\int_{t_1}^{t_2} e dt}{R_0 \Delta\theta} \quad (110)$$

D'autres méthodes de mesure utilisant un fil sont également en plein essor. Il s'agit des méthodes du fil vibrant et du fil pulsé [K]. Ces méthodes exploitent la force de Laplace exercée sur le fil alimenté par un courant électrique variable ou pulsé et soumis au champ magnétique à mesurer. La déformation du fil au cours du temps est alors mesurée afin d'en déduire l'intégrale du champ.

La connaissance des modes propres de vibration du fil permet de déduire le contenu harmonique du champ. Ces méthodes sont particulièrement adaptées pour obtenir des informations locales du champ des aimants et des onduleurs. Ces méthodes sont également utilisées pour l'alignement et la

détermination du centre magnétique d'un ensemble d'aimants. La Figure 86 présente le dispositif de mesure au fil vibrant ou pulsé.

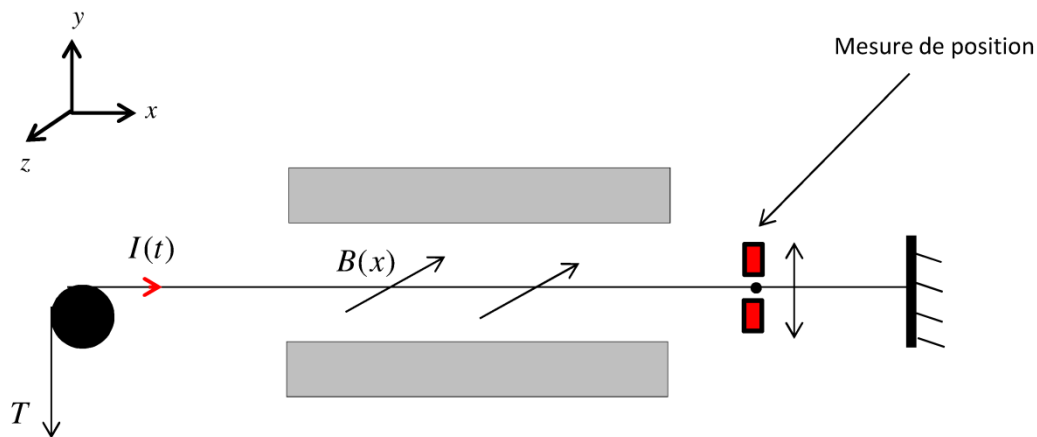


Figure 86 : Banc de mesure au fil vibrant ou au fil pulsé.

Suivant le repère de la Figure 86, les composantes B_y et B_z du champ sont détectés par le fil. T est la force de tension appliquée au fil. Selon la méthode employée, un courant harmonique ou une impulsion de courant est appliqué dans le fil.

Parmi les techniques de mesures magnétiques d'aimants d'accélérateurs, l'on peut citer la sonde de Hall. Elle permet de réaliser des mesures locales du champ. Les champs à l'intérieur et aux extrémités de l'aimant peuvent être mesurés. Cependant les mesures à la sonde de Hall sont moins précises que celles obtenues avec les bobines tournantes ou le fil tendu à cause de la non-linéarité du capteur et de l'effet de la température. La Figure 87 présente une sonde de Hall sur son support de mesure ainsi qu'un capteur 3D permettant la mesure des trois composantes du champ.

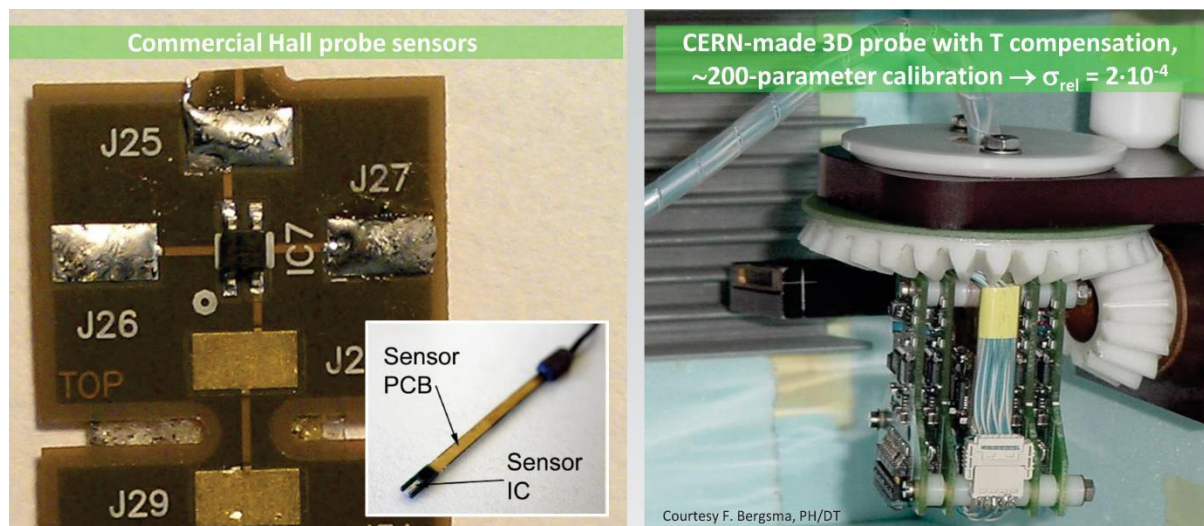


Figure 87 : Capteur pour une sonde de Hall (gauche), et sonde de Hall 3D avec une compensation en température développée au CERN.

5.2 Caractérisation magnétique du prototype

Le prototype du quadripôle est placé au centre du banc de mesure au fil tendu. Un niveau à bulle est utilisé pour corriger le tangage, le lacet et le roulis du quadripôle par rapport au banc en granite. Un fil d'un diamètre de $100\mu m$ est tendu à travers le quadripôle puis connecté au voltmètre pour l'acquisition des mesures. La tension du fil est réglée pour que sa fréquence de résonance soit égale à 100 Hz. La période d'échantillonnage est un multiple de 20 ms afin de filtrer les vibrations du fil et les harmoniques de 50 Hz provenant de la source d'alimentation. Pour cela, le fil est excité puis sa fréquence de résonance est mesurée à l'aide d'un analyseur de spectre. Lorsque la tension du fil est bien réglée, un pic apparaît à la fréquence de 100 Hz.

Notons que plus le fil est tendu et plus sa flèche est limitée. L'équation (111) obtenue à partir de l'équation de la chaînette permet de calculer la flèche du fil à partir de sa fréquence de résonance :

$$\delta \cong \frac{g}{32f_0^2} \quad (111)$$

Où g l'accélération de la gravité. Pour la fréquence de résonance du fil de 100 Hz, nous obtenons une déflexion d'environ $30\mu m$, ce qui est acceptable.

Un logiciel d'acquisition de données (IGOR développé par Wavemetrics) sert d'interface pour le séquençement de la mesure et le traitement des données. Un alignement du quadripôle avec le fil est effectué afin de faciliter la recherche du centre du quadripôle avant les mesures. Un programme est utilisé pour déterminer l'axe du quadripôle ce qui permet un alignement du fil sur cet axe. Ce programme recherche la position du fil où l'intégrale du champ est nulle. Une série de 10 mesures de trajectoire circulaires est effectuée : Ces mesures sont ensuite moyennées. Le rayon de mesure est de 7 mm dans l'ouverture du quadripôle. 128 points de mesures sont prélevés sur la trajectoire circulaire. Le temps d'intégration de 40 ms. La vitesse de déplacement du fil est de 20 mm/s. Le champ intégré mesuré sur la trajectoire circulaire du fil est présenté par la Figure 88.

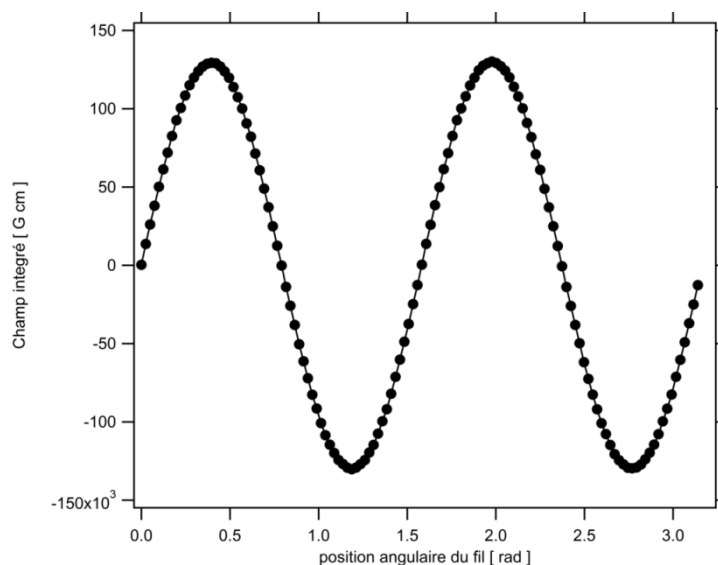


Figure 88 : mesure du champ intégré dans le quadripôle.

Les 128 points de mesure sont indiqués sur la courbe. L'intégrale de champ est un signal harmonique composé de deux périodes caractéristiques d'un quadripôle, c'est à dire un extremum par pôle (une période pour un dipôle). Le champ intégré normalisé atteint une amplitude maximale de 0.6 T (la longueur magnétique du quadripôle est de 216 mm).

Le signal est ensuite décomposé en série de Fourier, ce qui permet de déterminer son contenu harmonique. Le contenu harmonique déduit du signal mesuré et le contenu harmonique théorique sont présentés dans le Tableau 21.

Tableau 21 : Comparaison du contenu harmonique mesuré et théorique. Le quadripôle est normalisé à 1.

		Mesure		Théorique	
5.2.1	n	5.2.2 b_n (normale)	5.2.3 a_n (tourné)	5.2.4 b_n	
5.2.5	3	5.2.6 $-1.3 \cdot 10^{-4}$	5.2.7 $3.8 \cdot 10^{-4}$	5.2.8 $-5 \cdot 10^{-5}$	
5.2.9	4	5.2.10 $3 \cdot 10^{-4}$	5.2.11 $0.46 \cdot 10^{-4}$	5.2.12 $-9 \cdot 10^{-5}$	
5.2.13	6	5.2.14 $-8.4 \cdot 10^{-4}$	5.2.15 $1.9 \cdot 10^{-4}$	5.2.16 $-3 \cdot 10^{-6}$	
5.2.17	10	5.2.18 $-7 \cdot 10^{-4}$	5.2.19 $-0.7 \cdot 10^{-4}$	5.2.20 $0.8 \cdot 10^{-6}$	

Le contenu harmonique mesuré sur le prototype est différent et plus élevé que le contenu harmonique du modèle théorique. Les erreurs d'assemblage créent des harmoniques supplémentaires (comme les composantes tournés a_n), ce qui amplifie la dégradation de l'homogénéité. Le rapport de la somme quadratique du contenu harmonique mesuré et du contenu harmonique théorique est :

$$\mathcal{E} = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{10} a_{n_{mes}}^2 + b_{n_{mes}}^2}}{\sqrt{\sum_{n=3}^{10} b_{n_{theo}}^2}}$$

$$\mathcal{E} = \frac{1.22 \cdot 10^{-3}}{10^{-4}} \approx 11.85$$

Le gradient du champ intégré du prototype est reconstruit avec le contenu harmonique et est présentée par la figure ci-après.

Le gradient mesuré au centre du prototype est de 81.5 T/m . Sachant que le gradient théorique au centre est de 82.3 T/m, l'écart avec le gradient mesuré est de 0.8 T/m, soit une erreur de gradient de 0.97 %. Les causes de cette erreur de gradient sont principalement les erreurs lors de l'assemblage du prototype et les différences de valeurs des aimantations des AP du modèle et du prototype. Cependant cette erreur de gradient est acceptable.

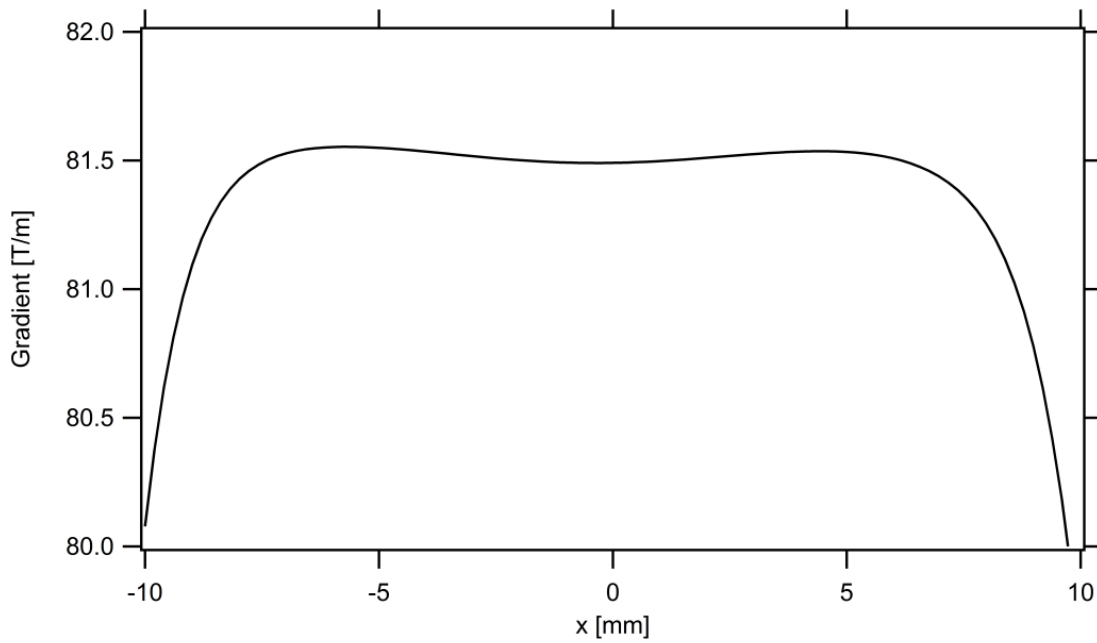


Figure 89 : Gradient intégré normalisé par rapport à la longueur (216 mm).

Les inhomogénéités dans le plan horizontal et dans le plan vertical, reconstruites à partir du contenu harmonique sont présentées par la Figure 90 et la Figure 91. Les résultats théoriques sont également présentés sur les courbes. Rappelons que la zone de bon champ ou l'inhomogénéité doit être inférieure ou égale à 10^{-3} est de ± 5 mm dans le plan vertical et de ± 7 mm dans le plan horizontal.

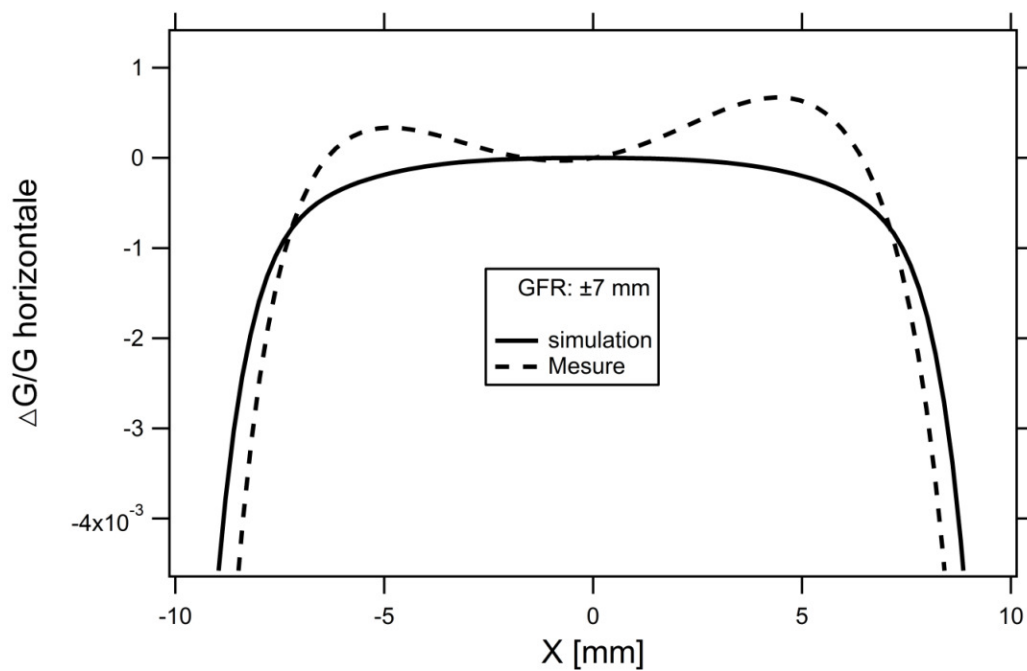


Figure 90 : Homogénéité dans le plan horizontal

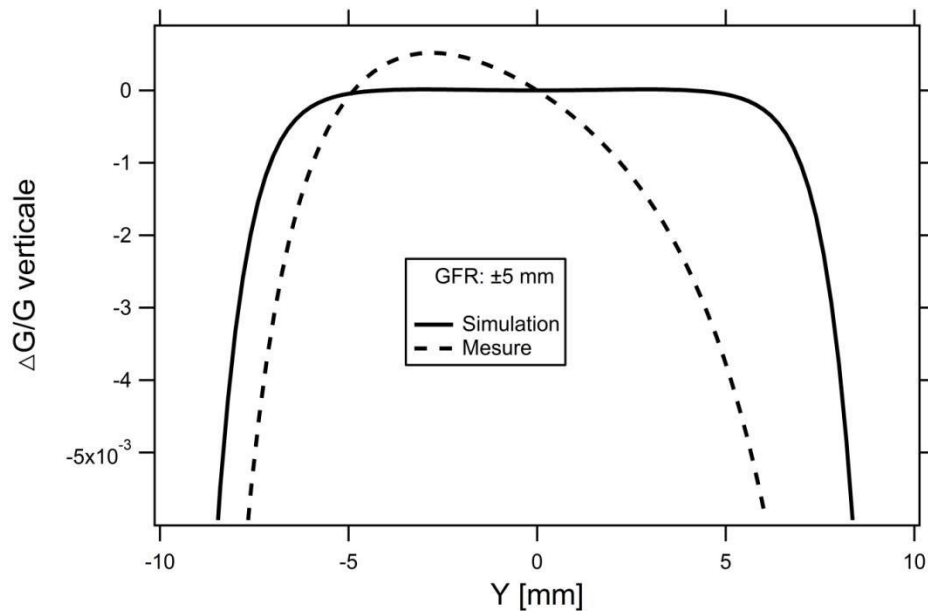


Figure 91 : Homogénéité dans le plan vertical

Les inhomogénéités mesurées sont différentes des inhomogénéités théoriques. En effet dans la zone de bon champ ou les courbes homogénéités théoriques sont plates et proches de zéro, les courbes d'homogénéités mesurées présentent des pentes. L'inhomogénéité mesurée du plan horizontal est satisfaisante car elle inférieure à 10^{-3} dans la zone de bon champ de ± 7 mm . Cependant pour le plan vertical, l'homogénéité ne satisfait pas la spécification car elle atteint une valeur de $3.5 \cdot 10^{-3}$ à la limite de la zone de bon champ (5 mm). Ces inhomogénéités sont causées par les erreurs de positionnement des pôles du prototype. Il est intéressant de simuler l'impact de ces erreurs de positionnement sur le modèle 3D afin d'effectuer une comparaison avec les mesures. Pour cela, nous considérons que la principale source d'erreur mécanique est l'erreur d'écart horizontal ($250 \mu\text{m}$) entre les deux pôles de la partie inférieur du prototype. Les résultats de la simulation sont présentés par la figure ci-dessous.

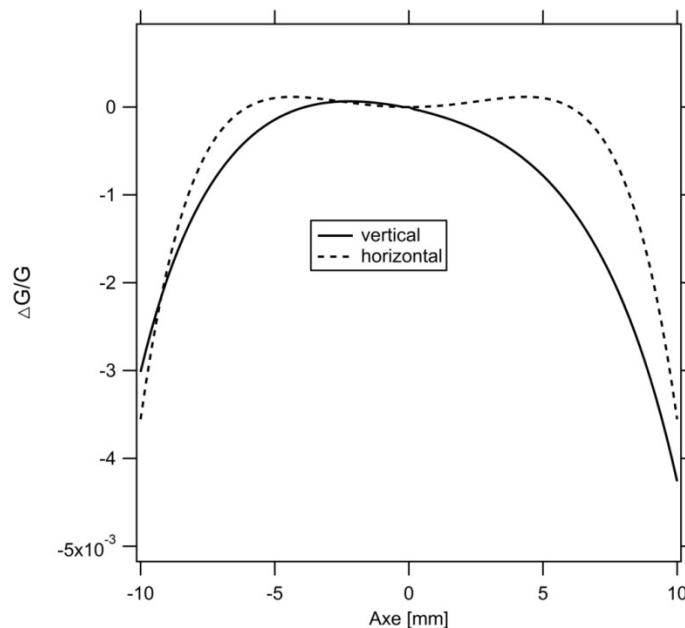


Figure 92 : Simulation de l'impact de l'erreur mécanique dominant.

Les courbes d'homogénéités obtenues par la simulation de l'erreur mécanique sont similaires aux courbes d'homogénéités mesurées. Ce résultat montre qu'une majeure partie des erreurs d'homogénéités provient des erreurs mécaniques.

5.3 Correction de la qualité du champ

Les résultats des mesures magnétiques du prototype montrent que l'homogénéité spécifiée n'est pas satisfaite dans le plan vertical (Figure 91). Les mesures mécaniques et les simulations ont permis de déterminer la source d'erreur. Cependant une correction mécanique de cette erreur de positionnement des pôles est difficile à réaliser en raison de la construction de la structure qui n'autorise pas le réglage du positionnement horizontal des pôles.

Pour contourner ce problème, une solution basée sur l'utilisation de pièces ferromagnétiques est mise en œuvre. L'idée est de modifier localement et précisément le champ afin d'obtenir l'homogénéité spécifiée. Pour cela, les pièces ferromagnétiques sont disposées aux extrémités des quatre pôles de la structure. La forme de ces pièces est identique à la forme des pôles de la structure afin d'obtenir un positionnement précis et respecter la contrainte de l'ouverture verticale entre les pôles. Un usinage est réalisé sur ces pièces afin d'obtenir la correction de champ nécessaire. Le principe est de modifier l'épaisseur de la pièce ferromagnétique sur toute sa surface ce qui a pour effet d'agir sur le champ. La Figure 93 présente la géométrie d'une pièce ferromagnétique et le profil usiné sur cette pièce.

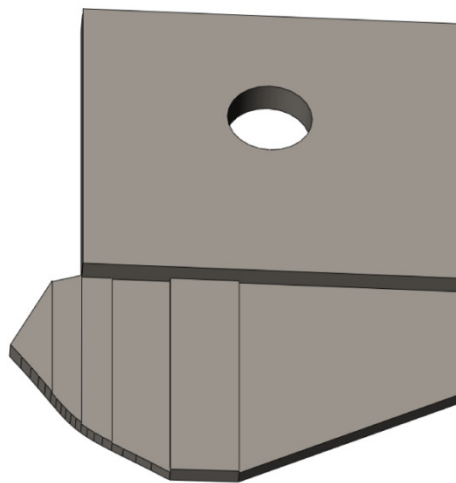


Figure 93 : Pièce ferromagnétique pour la correction de la qualité du champ

Le profil usiné sur la surface de la pièce est discrétisé en 6 secteurs distincts. Le nombre de secteur et la largeur de ceux-ci sont choisis arbitrairement et de manière à simplifier l'usinage du profil. L'épaisseur à usiner sur chaque secteur doit être calculé afin de réduire l'erreur du champ et améliorer son homogénéité. Le problème à résoudre peut s'exprimer sous la forme d'un système d'équation linéaire dont les inconnues sont les épaisseurs à usiner sur chaque secteur de la pièce de correction :

$$\mathbf{h} = \mathbf{A}\delta, \quad (112)$$

où \mathbf{h} est un vecteur contenant les valeurs de l'erreur du champ dans les deux plans.

Le vecteur **h** est explicité ci-dessous :

$$\mathbf{h} = \begin{pmatrix} h(x_n) \\ \vdots \\ h(y_n) \\ \vdots \end{pmatrix},$$

où n est la position sur l'axe. L'erreur du champ est la différence entre le champ d'un quadripôle parfait et le champ mesuré sur le prototype. La matrice **A** contient les variations du champ fourni par la pièce de correction suivant les variations de l'épaisseur de chaque secteur de la pièce de correction. Notons que le champ du quadripôle aimante les pièces de correction qui à leur tour fournissent du champ.

Des simulations numériques sont effectuées avec le modèle du quadripôle afin d'identifier cette matrice. On admettra que seules de faibles variations d'épaisseur sont admises afin que le système d'équations soit linéaire (le problème est résolu autour d'un point de fonctionnement). La matrice **A** est explicitée ci-dessous :

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{\partial h(x_1)}{\partial \delta_1} & \dots & \frac{\partial h(x_1)}{\partial \delta_k} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial h(y_n)}{\partial \delta_1} & \dots & \frac{\partial h(y_n)}{\partial \delta_k} \end{pmatrix}.$$

δ est le vecteur contenant l'épaisseur à usiner sur les différents secteurs des pièces de correction. Dans notre cas, le vecteur **δ** est de dimension 24 car il y a 4 pièces de correction et chacune d'elle possède 6 secteurs. Au total, le prototype disposera de 8 pièces de correction (4 pièces pour chacune des faces du prototype).

Les courbes d'erreurs du champ, déduites des mesures magnétiques effectués sur le prototype du quadripôle sont présentés par la figure ci-dessous.

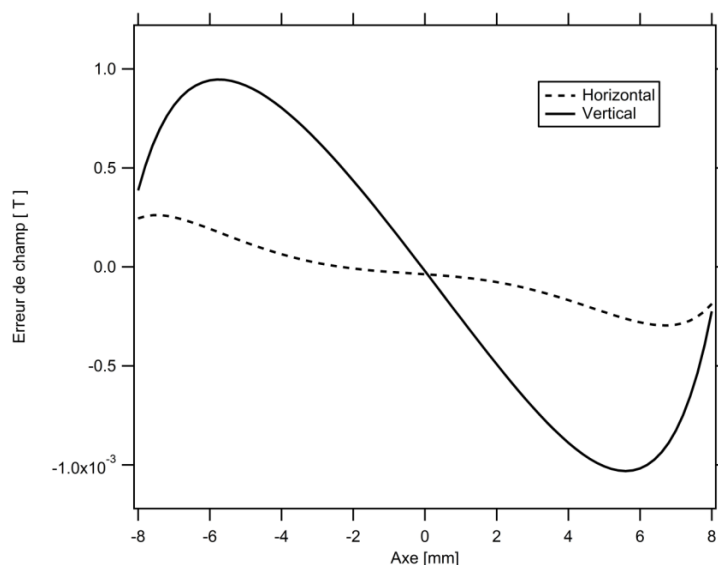


Figure 94 : Erreur du champ du prototype dans les deux plans.

Les erreurs de champ reflètent les erreurs d'homogénéités dans les deux plans. En effet l'erreur de champ dans le plan vertical est beaucoup plus élevée que l'erreur de champ dans le plan horizontal, ce qui est vrai également pour les erreurs d'homogénéité. Nous avons décidé de supprimer ces erreurs de champ dans les deux plans, et dans une zone de bon champ de $\pm 7\text{mm}$. Pour cela, les erreurs de champ présentées par la Figure 94 doivent être compensées. Le vecteur **h** est construit à partir de l'inverse de ces courbes d'erreurs du champ. Le vecteur solution **δ** contenant les épaisseurs à usiner sur chaque secteur est calculé grâce à l'inversion du système d'équation :

$$\delta = A^{-1}h \quad (113)$$

Une fois de plus, le mauvais conditionnement de la matrice **A** peut entrainer des solutions inexploitable. Par exemple les valeurs des épaisseurs à usiner peuvent être très grandes ce qui n'est pas viable. La matrice est inversée à l'aide d'une décomposition en valeurs singulières.

L'installation de ces pièces de correction sur le prototype est présentée sur la Figure 81. La numérotation des secteurs des pièces de correction ainsi que leur positionnement sur les pôles du prototype sont présentés sur la Figure 95. Les résultats du calcul des épaisseurs à usiner sont présentés dans le tableau2.

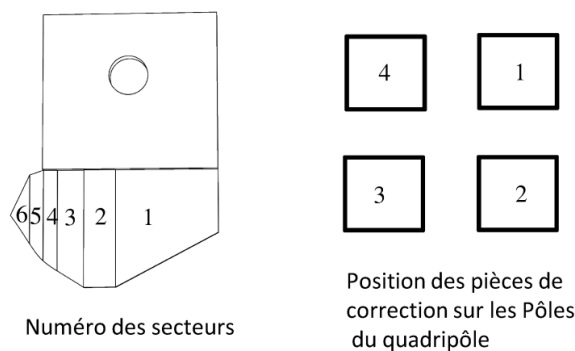


Figure 95 : Repérage des secteurs et du positionnement des pièces sur le quadripôle.

Tableau 22 : Usinages à réaliser sur les pièces de correction.

Usinage (mm)	Pièce 1	Pièce 2	Pièce 3	Pièce 4
secteur 1	0.2	0.196	0.2	0.197
secteur 2	0.027	0.024	0.048	0.045
secteur 3	0.322	0.316	0.313	0.307
secteur 4	0.23	0.22	0.2	0.2
secteur 5	0.069	0.07	0.04	0.042
secteur 6	-0.04	-0.039	-0.054	-0.052

Les valeurs des épaisseurs à usiner sont relativement faibles et sont négatives pour les secteurs 6 ce qui indique l'ajout de matière (une valeur positive indique l'enlèvement de matière). L'épaisseur de

référence est de 1 mm. Les valeurs des usinages à réaliser sur les différentes pièces sont très proches suivant les secteurs. La pièce de correction obtenue est présentée sur la Figure 93

Des mesures magnétiques au fil tendu sont à nouveaux effectués sur le prototype du quadripôle équipé des pièces de correction. Les résultats de ces nouvelles mesures sont présentés par la Figure 96 et la Figure 97. Les résultats sans les pièces de correction ainsi que les résultats théoriques sont représentés sur ces figures.

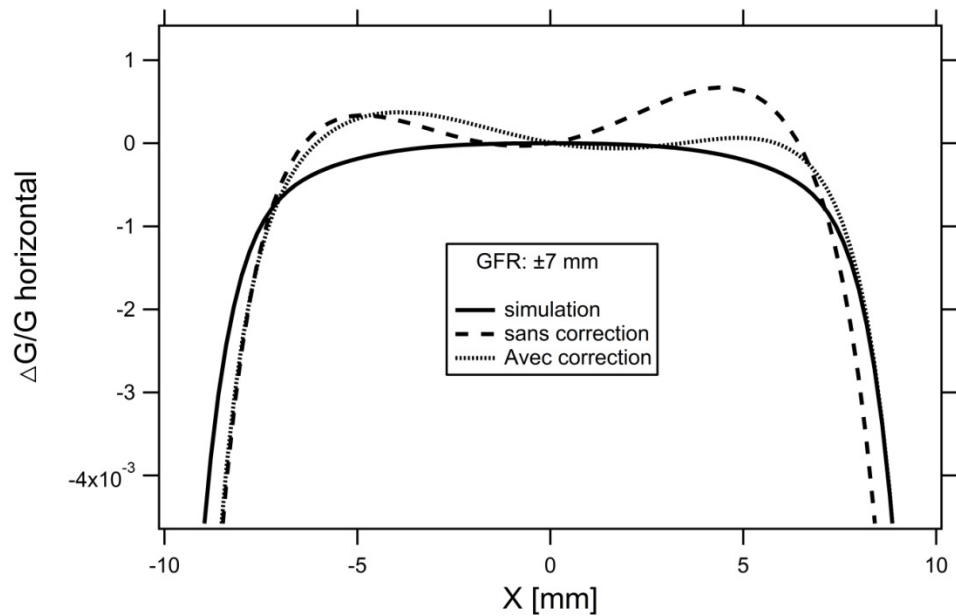


Figure 96 : Homogénéité dans le plan horizontal après correction.

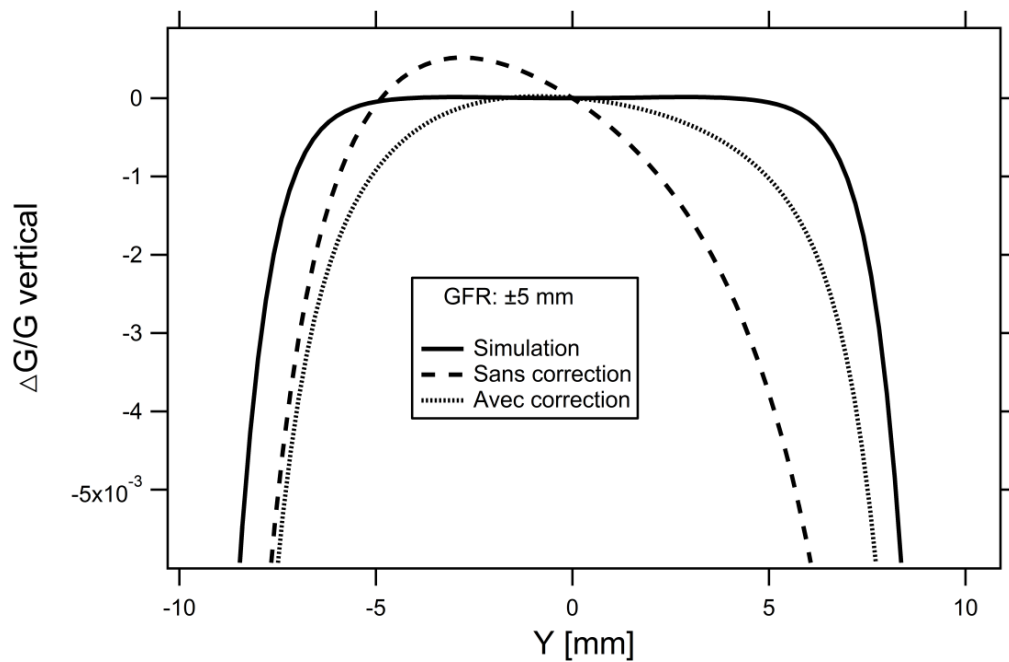


Figure 97 : Homogénéité dans le plan vertical après correction.

Les pièces de correction améliorent l'homogénéité du champ. Une homogénéité meilleure que 10^{-3} est atteinte dans la zone de bon champ et dans les deux plans. L'outil de correction mis en œuvre a permis de corriger une partie de l'erreur d'homogénéité. Les résultats sont très visibles sur la courbe d'homogénéité verticale dont l'allure est plus plate dans la zone de bon champ. Cependant en théorie, l'outil de correction devait permettre d'obtenir une homogénéité plate et égale à zéro dans une zone de bon champ de $\pm 7\text{mm}$. En pratique, les erreurs de positionnement des pièces de correction ainsi que les erreurs d'usinage ont limité l'efficacité de la correction du champ.

CONCLUSION

Des mesures magnétiques ont été réalisées sur le prototype avec un banc de mesure au fil tendu afin de mesurer le gradient et la qualité du champ. Les résultats montrent que le gradient spécifié est obtenu. Cependant l'homogénéité du gradient dans le plan vertical n'est pas satisfaisante en raison des erreurs d'assemblage. L'outil de correction de la qualité du champ mis en œuvre a permis de modifier localement le champ afin de compenser l'effet des erreurs mécaniques et obtenir l'homogénéité spécifiée du gradient dans les deux plans. Finalement le prototype est en accord avec le cahier des charges et ses caractéristiques magnétiques sont proches des résultats théoriques. La faisabilité d'un tel quadripôle à AP pour les futurs accélérateurs est donc démontrée.

<p>CHAPITRE 6</p> <p>CONCLUSION ET PERSPECTIVES</p>

6 Conclusion et perspectives

Les sources de rayonnement synchrotron sont en constante évolution afin d'améliorer la brillance et la cohérence du faisceau de rayons-X généré. Ces évolutions requièrent l'utilisation de multipôles magnétiques de plus fortes intensités dans les accélérateurs. Pour obtenir de telles intensités multipolaires, le rayon d'ouverture des aimants est réduit. En conséquence, l'utilisation de structures multipolaires à AP est plus avantageuse, comparée aux structures de technologie résistive, utilisées dans les précédentes générations d'accélérateurs. La technologie à AP permet d'obtenir une structure plus compacte et passive (sans consommation d'énergie électrique), ce qui engendre une réduction significative des coûts de fonctionnement. Cependant la conception des structures multipolaires à AP est plus complexe à cause d'une plus grande sensibilité aux erreurs mécaniques lors de l'assemblage et aux erreurs magnétiques des AP. De plus, le besoin d'une ouverture verticale dans la structure pour le passage des rayons-X, inhérent aux sources de lumière synchrotron, crée une difficulté supplémentaire, à cause de son impact sur la qualité du champ. Dans le contexte de l'évolution du synchrotron de l'ESRF, un quadripôle à AP de fort gradient (85 T/m) a été développé et un prototype a été construit afin de valider les résultats théoriques et démontrer la faisabilité d'une telle structure pour les futures sources de rayonnement synchrotron.

Les critères de performances des aimants d'accélérateurs ont été définis dans le cadre des spécifications des aimants de la future maille de l'ESRF. L'intensité de la composante multipolaire pour un encombrement donné et la sensibilité de la structure aux erreurs sont les critères de performances retenus. Une comparaison des performances des technologies d'aimants a été effectuée. Il en ressort que la technologie résistive est la moins sensible aux erreurs d'assemblage tandis que la technologie à AP permet d'obtenir la structure la plus compacte. La technologie hybride, combinant les éléments des technologies résistive et à AP offre un compromis entre les deux critères de performances. La technologie hybride est choisie pour la réalisation du quadripôle car les spécifications imposent un encombrement réduit ainsi qu'une bonne qualité du champ. Cette dernière spécification aurait nécessité, pour la structure de Halbach, des tolérances serrées et difficiles à obtenir.

Les performances magnétiques et la simplicité sont les critères qui ont guidé la définition géométrique et l'arrangement des pièces du quadripôle hybride. La structure proposée est composée de pièces ferromagnétiques et de blocs d'AP de géométries simples. La structure dispose d'une large ouverture verticale entre les pôles qui facilite l'insertion de la chambre à vide. Un dimensionnement de la structure, basé sur un modèle analytique 2D, a permis de déterminer les caractéristiques optimales des pièces du quadripôle. Un modèle en 3D de la structure a été construit avec le logiciel de calcul magnétostatique RADIA, dédié aux calculs magnétiques des aimants d'accélérateurs. Ce modèle 3D, très proche de la réalité, a permis d'affiner le dimensionnement de la structure. Une optimisation du profil des pôles a été effectuée car la qualité de champ spécifiée n'était pas obtenue avec le profil de référence des pôles. L'algorithme d'optimisation, basée sur la méthode de Gauss-Newton, a permis d'obtenir un résultat en quelques itérations. La conception mécanique des pièces du prototype ainsi que des éléments de la culasse devait permettre de satisfaire les tolérances requises lors de l'assemblage. Cependant les caractérisations mécanique et magnétique du prototype ont montré que la qualité du champ a été dégradée à causes des erreurs de positionnement des pôles. Pour la suite du développement de ce projet, la structure mécanique du quadripôle doit être réétudiée. Les plaques de positionnement et la méthodologie d'assemblage doivent être revues.

Un outil de correction du champ a été calculé puis mis en place sur le prototype. Cet outil repose sur l'utilisation de simples pièces ferromagnétiques disposées sur les pôles du prototype. Des profils de correction ont été calculés puis usinés sur la surface de ces pièces. La qualité du champ obtenu après la correction a été améliorée. Au final, la qualité du champ et le gradient spécifiés par le cahier des charges sont atteints.

L'utilisation du quadripôle hybride dans la future maille de l'accélérateur n'est pas envisagée pour le moment car cette structure nécessite plus de développements. Tout d'abord, les erreurs mécaniques d'assemblage doivent être maîtrisées. Le procédé d'assemblage doit être optimisé afin de permettre la production à grande échelle de la structure (la future maille de l'ESRF nécessite environ 500 quadripôles). La variation de l'aimantation des AP avec la température doit être compensée afin d'éviter des fluctuations du gradient. L'utilisation d'un shunt magnétique en Fer-Nickel permet de réaliser cette régulation, comme c'est le cas pour les dipôles hybrides du futur accélérateur de L'ESRF. Il est envisagé de disposer le quadripôle hybride dans un environnement cryogénique afin d'accroître ses performances. Tout comme les onduleurs cryogéniques [L], cette évolution permettrait de réduire l'ouverture de la structure et d'obtenir une structure plus compacte à gradient donné. L'autre intérêt de cette évolution est l'augmentation significative du champ remanent et du champ coercitif des AP.

Bibliographie

- [1] E.M. McMillan, Phys. Rev.68 (1945) 144.
- [2] R. Feynman, The Feynman lectures in physics, Vol. 1, ch. 34
- [3] H. Wiedermann, Particles accelerator physics, Springer (2007)
- [4] R.P. Walker, Insertions devices: undulators and wigglers, Synchrotron radiation and free electron lasers, CERN (1998), pp. 129-190.
- [5] H. Onuki et P. Ellaume, Undulators, wigglers and their applications, Taylor& Francis (2003).
- [6] J. Chavanne et al., Prospects for the use of permanent magnets in future accelerator facilities, IPAC2014.
- [7] J. Collot, Cours, accélérateurs de particules : Principes et limitations, (2008).
- [8] Reflets de la physique, La lumière synchrotron au service de la science et de la société, juin 2013.
- [9] J.D. Jackson, Classical electrodynamics, Wiley, New York, 1975
- [10] K. Wille, The physics of particle accelerators, Oxford university press, 2000
- [11] C. Kitegi, Thèse, Development of a cryogenic permanent magnet undulator at the ESRF, 2008
- [12] L. Farvacque et al., IPAC2013, Shanghai, May 2013, P.79.
- [13] ESRF upgrade programme phase II (2015-2022), Technical design study, www.esrf.eu
- [14] E. Furlani, Permanent magnet and electromechanical devices, Academic press, 2001
- [15] J. Chavanne, Thèse, Contribution à la modélisation des systèmes statiques à aimants permanents, septembre 1988
- [16] P. Brissonneau, Aimants permanents, principes et circuits magnétiques, TI-D 090
- [17] L. Lechevallier, Aimants permanents, applications et perspectives, TI-D2 102
- [18] J.M. LE Breton, Aimants permanents, matériaux et propriétés, TI-D2 100
- [19] G.W. Foster, Genoa, June 2008, P.189, 2008, <http://www.JACoW.org>.
- [20] M. Modena et al., Design, assembly and first measurements of a short model for CLIC final focus hybrid quadrupole, IPAC2012, New Orleans.
- [21] Y. Iwashita et al., Super strong adjustable permanent magnet quadrupole for the final focus in a linear collider, EPAC2006, Edinburgh.
- [22] Shepherd et al., Construction and measurement of novel adjustable permanent magnet quadrupole for CLIC, IPAC, 2012
- [23] J. Chavanne et al, Magnet for a new low emittance storage ring at ESRF, IMM18, Brookhaven, Juin 2013.
- [24] G. Le Bec, Permanents magnets multipoles, state of the art and design issues, ESRF ASD activities, 28/06/2012.
- [25] CERN-Accelerator-School, Magnets, 2009.
- [26] O. Chubar, A three-dimensional magnetostatics computer code for insertion devices, J. Synchrotron 481-484, 1998.
- [27] K. Halbach, Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material, Nuclear Instruments and Methods 169(1) : 1-10, 1980.
- [28] J. K. Lim et al., Adjustable short focal length permanent magnet quadrupole based electron beam final focus system, Phys. Rev. ST. AB, 2005.
- [29] G. Le Bec et al., Compact magnetic elements using permanent magnets, Japanese-French symposium on Advanced Compact Free-Electron Lasers, Tokyo, November 4-5, 2014.
- [30] Tosin et al., Super hybrid quadrupoles, Nucl. Instr. Meth A, Vol 674, (2012).
- [31] G. Le Bec et al., Magnet designs for the ESRF-SR2, Workshop compact and low consumption magnet designs, CERN, Geneva, November, 2014.
- [32] S. Russenschuck, Field computation for accelerator magnets, Wiley-VCH (2010).
- [33] G. Le Bec et al, Shape optimization for the ESRF II magnets, IPAC'14, (2014).
- [34] M. Jufer, traité d'électricité, Electromécanique, PPUR volume 9.

- [35] P. Ngotta, Development of a hybrid permanent magnet quadrupole, Workshop compact and low consumption magnet designs, CERN, Geneva, November, 2014.
- [36] D. Frachon, Thèse, Développement de bancs de mesure magnétique pour onduleurs et wigglers, 1992.
- [37] M. Buzio, Magnetic measurement challenges, Workshop compact and low consumption magnet designs, CERN, Geneva, November, 2014.
- [38] A. Madur, Thèse, Contribution à la métrologie magnétique des multipôles d'accélérateurs : les quadripôles du synchrotrons SOLEIL.
- [39] G. Lebec et al., Stretched wire measurement of multipole accelerator magnets, Phys. Rev. ST. AB, 2012.
- [40] Rapport d'APD synchrotron SOLEIL,
- [41] K. Mess, Superconducting Accelerator Magnets, world scientific, 1996
- [42] R. Beth, Complex representation and computation of 2D magnetic field, Journal of applied physics, (1966).
- [43] J.H. Matthews, Complex analysis for mathematics and engineering.
- [44] R. Schinzinger, Conformal mapping, Methods and applications.
- [45] A. Quateroni, Calcul scientifique, Springer, 2010.
- [46] J. Tanabe, Iron dominated electromagnets.
- [A] www.esrf.eu , <http://www.lightsources.org/facility/esrf>
- [B] <http://www.spring8.or.jp/ja/> , <http://www.lightsources.org/facility/spring8>
- [C] <https://www1.aps.anl.gov/> , <http://www.lightsources.org/facility/aps>
- [D] J.Chavanne et al., Recent developments of insertion devices at theESRF,PAC99, 1999
- [E] J. Chavanne, ESRF machine technical note ID, 1996
- [F] Lacheisserie, Magnétisme, Fondements, matériaux et applications, E. T. d. (1999).
- [G] Bizen et al., Radiation damage in magnets for undulators at low temperature
- [H] P. Colomb et al., Demagnetisation of permanent magnets with a 180 MeV electron beam, ESRF internal report, ESRF/MACH/93-09, 1993
- [I] G. Allaire, Numerical analysis and optimisation
- [J] M. Bierlaire, Introduction à l'optimisation différentiable, PPUR, 2013
- [K] T. Fan et al., Pulsed wire magnetic field measurements on undulator U10P, PAC Chicago, 2001
- [L] T. Hara et al., Cryogenic permanent magnet undulators, PRST-AB, Vol. 7, 2004

ANNEXE 1

Modélisation 2D des AP

Dans le cas de la magnétostatique, et dans un milieu linéaire où il n'existe pas de densité de courant j les équations de Maxwell sont rappelées ci-dessous :

$$\nabla \times \mathbf{H} = 0$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

où la relation constitutive du milieu aimanté est :

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}).$$

Des relations précédentes, on en déduit que

$$\mathbf{H} = -\nabla V \quad (114)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (115)$$

Les champs \mathbf{B} et \mathbf{H} dérivent d'un potentiel vecteur \mathbf{A} et d'un potentiel scalaire V respectivement. Le développement des équations précédentes donne

$$\Delta V = \nabla \cdot \mathbf{M} \quad (116)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \mu_0 \nabla \times \mathbf{M} \quad (117)$$

Ces équations montrent qu'un milieu aimanté est équivalent à une distribution volumique de courant $\mathbf{J}_v = \nabla \times \mathbf{M}$ ou à une distribution volumique de charge de densité $\rho_v = \nabla \cdot \mathbf{M}$. Lorsque l'aimantation du milieu est présente dans un volume V (de perméabilité μ_0) et s'annule à l'extérieur de ce milieu, les discontinuités des champs à l'interface des deux milieux imposent la présence d'une densité surfacique de courant $\mathbf{j}_s = \mathbf{M} \times \mathbf{n}$ où la présence d'une densité surfacique de charge $\sigma_s = \mathbf{M} \cdot \mathbf{n}$. Le vecteur \mathbf{n} est la normale de la surface à l'interface entre les deux milieux.

Les expressions (116) et (117) deviennent

$$\Delta V = \rho_v + \sigma_s \quad (118)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \mathbf{J}_v + \mathbf{J}_s \quad (119)$$

Lorsque l'aimantation est constante dans le milieu, la densité de courant volumique \mathbf{j}_v et la densité de charge volumique ρ_v sont nulles. Nous pouvons donc représenter un aimant permanent avec une distribution de courant surfacique ou avec une distribution de charge surfacique (Figure 98).

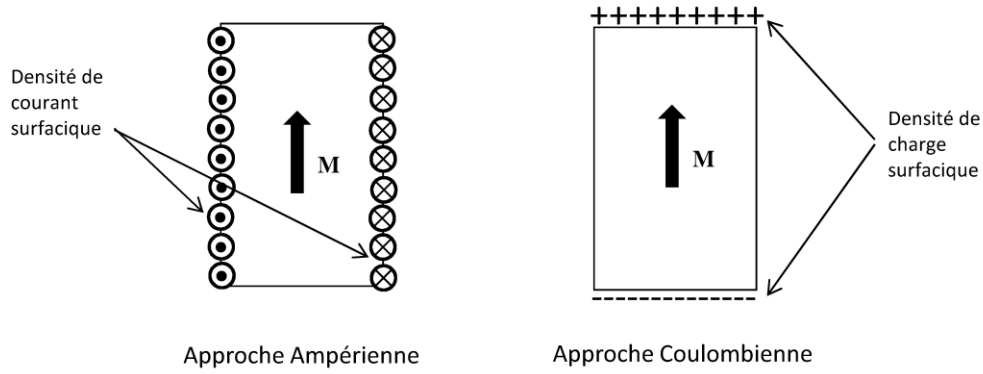


Figure 98 : Représentation d'un aimant permanent. Equivalence Ampérienne où Coulombienne.

Nous proposons un exemple de modélisation d'un aimant permanent de géométrie polygonale en utilisant l'approche Ampérienne. Déterminons tout d'abord l'expression de l'induction créée par une nappe de courant comme le montre la Figure 99.

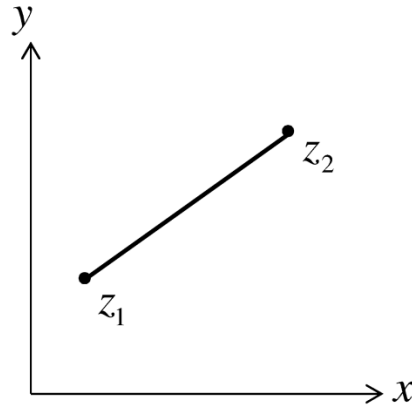


Figure 99 : Nappe de courant sur une section droite. La densité de courant est constante.

La loi de Biot-Savart permet d'obtenir l'expression de l'induction complexe créée par un élément infinitésimale dans la nappe (filament de courant) :

$$B(z) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \cdot \frac{1}{z - z_0} \quad (120)$$

où I est le courant dans la nappe, $z = x + iy$ est la coordonnée dans l'espace où l'induction est calculée et z_0 est une coordonnée sur la section droite. En prenant en compte tous les éléments de la nappe de courant, l'expression (120) devient

$$dB(z) = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{\mathbf{j}_s}{z - z_0(t)} dl, \quad (121)$$

avec

$$dl = \left| \frac{dz_0(t)}{dt} \right| dt , \quad (122)$$

et

$$z_0(t) = z_1 + (z_2 - z_1)t , \quad (123)$$

en supposant que la variable t varie entre 0 et 1. L'intégration de l'expression (121) donne

$$B(z) = \frac{\mu_0 \mathbf{j}_s}{2\pi} \frac{\ln\left(\frac{z - z_2}{z - z_1}\right)}{\text{sign}(z_1 - z_2)} , \quad (124)$$

avec

$$\text{sign}(z_1 - z_2) = \frac{z_1 - z_2}{|z_1 - z_2|} . \quad (125)$$

Il ne nous reste plus qu'à relier la densité volumique de courant volumique \mathbf{j}_s au vecteur aimantation $\mathbf{M} = M_x \mathbf{u}_x + M_y \mathbf{u}_y$:

$$\mathbf{j}_s = \mathbf{M} \times \mathbf{n} = M_x n_y - M_y n_x . \quad (126)$$

On pose

$$\mathbf{M} = M_y + iM_x \quad (127)$$

$$\mathbf{n} = n_x + in_y , \quad (128)$$

et

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{n} = (M_y n_x - M_x n_y) + i(M_x n_x + M_y n_y) , \quad (129)$$

donc

$$\mathbf{j}_s = \mathbf{M} \times \mathbf{n} = -\text{Re}(\mathbf{M} \cdot \mathbf{n}) . \quad (130)$$

La normale à la section droite de la nappe de courant est définie par

$$\mathbf{n} = -i \cdot \text{sign}(z_1 - z_2) . \quad (131)$$

L'expression de l'induction complexe (124) devient

$$B(z) = B_y + iB_x = \frac{\Im m[(B_{Ry} + iB_{Rx}) \cdot \text{sign}(z_1 - z_2)] \cdot \ln\left(\frac{z - z_2}{z - z_1}\right)}{2\pi \cdot \text{sign}(z_1 - z_2)} . \quad (132)$$

Pour un aimant permanent polygonal avec un vecteur aimantation donné, il suffit de sommer les contributions de chaque sections droite qui la compose comme l'illustre la Figure 100.

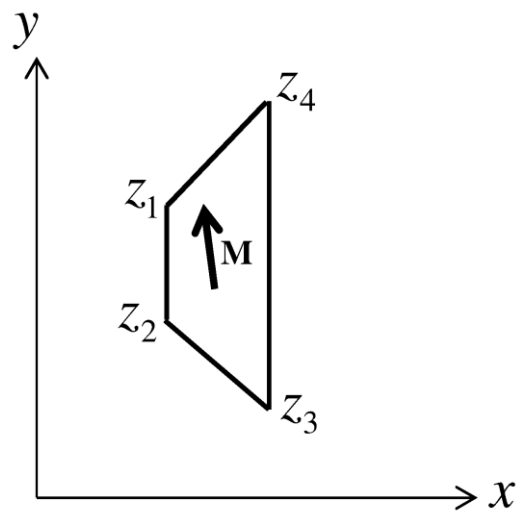


Figure 100 : Bloc d'aimant permanent polygonal représenté par quatre sections droite.

Les figures ci-dessous montrent le tracé des lignes de champ obtenu avec l'expression (132) pour différent géométrie d'aimant permanent.

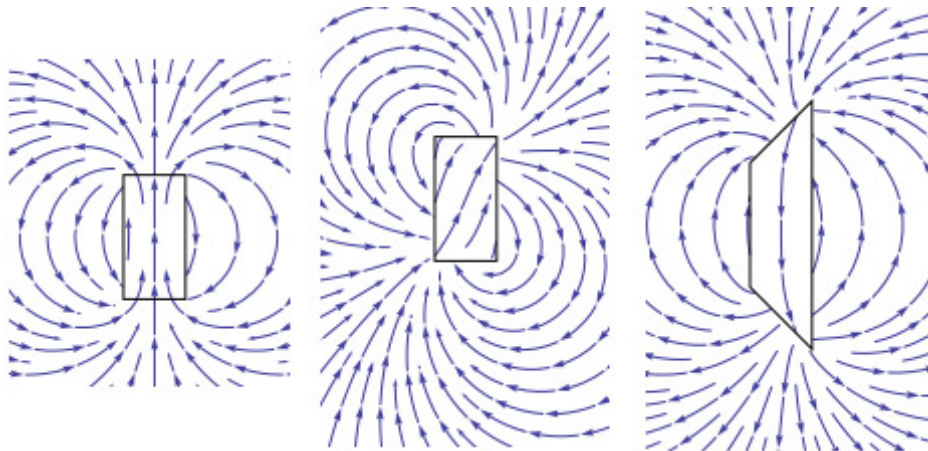
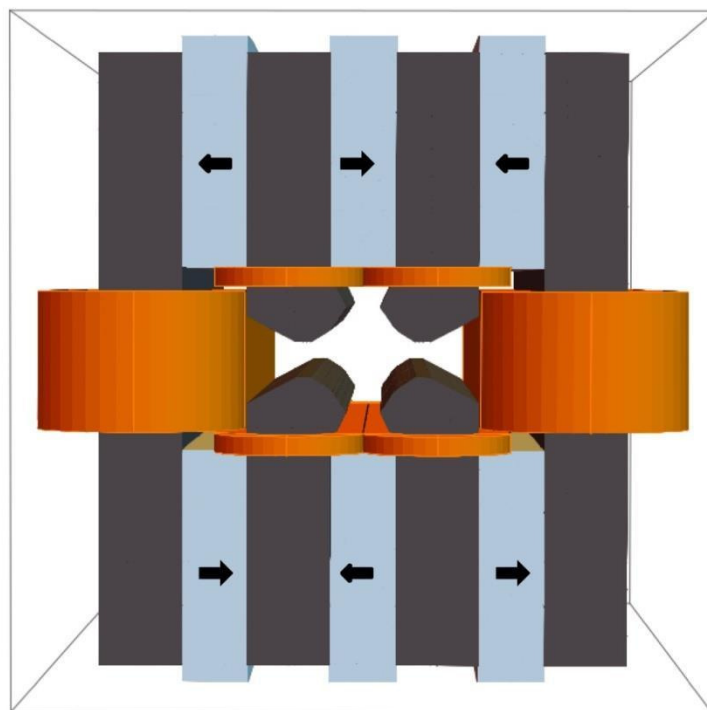


Figure 101 : Lignes de champ de différents types d'aimants permanents.

ANNEXE 2

Exemple d'intégration de bobinages dans la structure du quadripôle hybride.



Réglage du gradient : $\pm 1\%$

Densité de courant : 1 A/mm^2

ANNEXE 3

Calcul de forces magnétiques par la méthode du tenseur de Maxwell

La méthode du tenseur de Maxwell est une approche basée sur la force de Laplace :

$$\mathbf{F} = \int_V \mathbf{J} \times \mathbf{B} \, dV \quad (133)$$

En substituant $\mathbf{J} = \nabla \times \mathbf{H}$ dans l'équation (133) et en considérant un milieu linéaire dont la relation constitutive est $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, l'expression des forces magnétiques s'exerçant sur un volume est :

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\mu} \int_V \nabla \cdot \mathbf{T} \, dV, \quad (134)$$

où \mathbf{T} est le tenseur de Maxwell dont les composantes sont :

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} (B_x^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2) & B_x B_y & B_x B_z \\ B_y B_x & (B_y^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2) & B_y B_z \\ B_z B_x & B_z B_y & (B_z^2 - \frac{1}{2}|\mathbf{B}|^2) \end{bmatrix} \quad (135)$$

Par le théorème de la divergence, l'intégrale de volume (134) peut se ramener à une intégrale de surface du milieu considéré, ce qui simplifie le calcul des forces :

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\mu} \oint_S \mathbf{T} \cdot \vec{\mathbf{n}} \, dS \quad (136)$$

ANNEXE 4

Appareils du banc de mesure des AP

- Three axis sensor Bartington MAG -03 MC

- Gamme de mesure : $\pm 1000 \mu T$
- Echelle : $10 \text{ mV}/\mu T$
- Bruit interne : $10 \text{ pT}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Dérive en température : $0.6 \text{ nT}/^\circ\text{C}$
- Offset : $\pm 50 \text{ nT}$



- Voltmètre Keitley 2000

- Résolution : $100 \text{ nV} \rightarrow 10 \text{ pT}$
- Bruit interne : $1.5 \mu V \rightarrow 0.15 \text{ nT}$



Résumé

Les sources de rayonnement synchrotron sont en constante évolution afin de fournir aux scientifiques, un faisceau de rayons-X plus intense et plus cohérent. Ces évolutions requièrent une augmentation du champ fournit par les structures multipolaires utilisées dans la maille de l'accélérateur pour diriger et focaliser le faisceau d'électrons. Ceci conduit à un intérêt grandissant pour la technologie à aimants permanents car elle permettrait d'obtenir des structures multipolaires plus performantes et plus compactes. De plus cette solution est attractive car elle ne consomme pas d'énergie électrique contrairement à la technologie résistive conventionnelle. Néanmoins la réalisation des structures à aimants permanents est plus complexe lorsqu'une bonne qualité de champ est nécessaire à cause des erreurs d'assemblage de la structure.

Une structure innovante d'un quadripôle à aimant permanent a été développée pour la future machine de l'ESRF. Cette structure est composée de pièces ferromagnétiques et d'aimants permanents. Malgré sa simplicité et sa compacité, celle-ci est très performante car elle fournit une composante multipolaire intense ainsi qu'une qualité de champ conforme aux spécifications rigoureuses. Un logiciel de calcul magnétostatique a permis d'optimiser la structure et un prototype a été construit et caractérisé par notre équipe. L'impact des erreurs d'assemblage sur la qualité du champ a été corrigé grâce à des pièces ferromagnétiques permettant de modifier localement le champ du prototype. Les résultats obtenus en accord avec les prévisions du modèle, démontrent la faisabilité d'une telle structure pour les futures sources de lumière synchrotron.

Abstract

Storage ring light sources are in constant improvement in order to increase the intensity and the coherence of the X-rays beams. These improvements require stronger multipoles magnet in the accelerator lattice. To reach such strength, the magnets apertures are significantly reduced. The reduction of magnet apertures makes the permanent magnet technology very attractive for some magnets provided that they are limited field tuning. Indeed, introduction of PMs structures may lead to better performances for a more compact design. Furthermore, with this technology running cost can be very low.

A simple PM based high gradient quadrupole prototype has been built and magnetically characterized. This magnetic structure results from a compromise between performance and technological complexity. It includes simple soft iron parts and PMs blocks. A suitable field quality was obtained with an optimized pole shape. Mechanicals errors during assembly are corrected with shims to reach the required field quality.